

Albert Paul MALVINO • David BATES

Principes d'électronique

8^e édition

Traduit de l'américain par
*Daniel Etienne, Jean-Alain Hernandez,
René Joly et Bernard Boittiaux*

DUNOD

L'édition originale de cet ouvrage a été publiée par McGraw Hill Education sous le titre :
Electronic Principles, 8^e édition
© 2016, The McGraw Hill Companies. Tous droits réservés.

Illustration de couverture : płytka drukowana tło wektor©Rzoog – Fotolia.com
Maquette de couverture : Pierre-André Gualino

<p>Le pictogramme qui figure ci-contre mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du photocopillage.</p> <p>Le Code de la propriété intellectuelle du 1^{er} juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements</p>	<p>d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.</p> <p>Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation de l'auteur, de son éditeur ou du Centre français d'exploitation du droit de copie (CFC, 20, rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).</p>
--	--



DANGER
LE PHOTOCOPIAGE
TUE LE LIVRE

© Dunod, 2002, 2008, 2016 pour l'édition française
11 rue Paul Bert, 92240 Malakoff
www.dunod.com
ISBN 978-2-10-075150-1

Le Code de la propriété intellectuelle n'autorisant, aux termes de l'article L. 122-5, 2^o et 3^o a), d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite » (art. L. 122-4).

Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles L. 335-2 et suivants du Code de la propriété intellectuelle.

Table des matières

Avant-propos	VII		
1 Introduction	1		
1.1 Les trois types de formules	2		
1.2 Approximations	4		
1.3 Sources de tension	6		
1.4 Sources de courant	8		
1.5 Le théorème de Thévenin	11		
1.6 Le théorème de Norton	15		
1.7 Dépannage	18		
Réviser	20		
S'entraîner	22		
2 Les semi-conducteurs	27		
2.1 Les conducteurs	28		
2.2 Les semi-conducteurs	29		
2.3 Le cristal de silicium	30		
2.4 Les semi-conducteurs intrinsèques	32		
2.5 Les deux types de flux de porteurs	32		
2.6 Doper un semi-conducteur	33		
2.7 Les deux types de semi-conducteurs extrinsèques	34		
2.8 La diode non polarisée	35		
2.9 La polarisation directe	36		
2.10 La polarisation inverse	37		
2.11 Le claquage	39		
2.12 Niveaux d'énergie	41		
2.13 Barrière de potentiel et température	43		
2.14 La diode en polarisation inverse	44		
Réviser	46		
S'entraîner	47		
3 La théorie de la diode	53		
3.1 Concepts fondamentaux	54		
3.2 La diode idéale	57		
3.3 Deuxième approximation	59		
3.4 Troisième approximation	61		
		3.5 Dépannage	64
		3.6 Lecture d'une fiche technique	66
		3.7 Comment calculer la résistance série ?	70
		3.8 La résistance statique d'une diode	71
		3.9 La droite de charge	71
		3.10 Diodes montées en surface	73
		3.11 Introduction aux systèmes électroniques	74
		Réviser	75
		S'entraîner	77
		4 Les circuits à diodes	81
		4.1 Le redresseur simple alternance	82
		4.2 Le transformateur	85
		4.3 Le redresseur double alternance	87
		4.4 Le redresseur en pont	91
		4.5 Le filtre LC à inductance en tête	95
		4.6 Le filtre à condensateur en tête	98
		4.7 Tension inverse de crête et courant de surcharge	104
		4.8 Autres remarques sur les alimentations	106
		4.9 Dépannage	111
		4.10 Écrêteurs et limiteurs	113
		4.11 Circuits de régénération de niveau DC	118
		4.12 Multiplicateurs de tension	120
		Réviser	123
		S'entraîner	126
		5 Les diodes particulières	133
		5.1 La diode Zener	134
		5.2 Le régulateur Zener chargé	137
		5.3 La diode Zener en deuxième approximation	142
		5.4 Limites de la régulation	145
		5.5 Lecture d'une fiche technique	147
		5.6 Dépannage	151
		5.7 Droites de charge	154
		5.8 Diodes électroluminescentes (LED)	154

IV ● Principes d'électronique

5.9	Autres composants optoélectroniques	162	8.4	Le bêta AC	284
5.10	La diode Schottky	164	8.5	La résistance AC de la diode émetteur	285
5.11	La diode à capacité variable	167	8.6	Deux modèles pour le transistor	289
5.12	Autres diodes particulières	170	8.7	Étude d'un amplificateur	290
Réviser		173	8.8	Lecture d'une fiche technique	295
S'entraîner		175	8.9	Gain en tension	297
 			8.10	Influence de l'impédance d'entrée	301
6 Le transistor bipolaire		181	8.11	Amplificateurs stabilisés	303
6.1	Le transistor non polarisé	182	8.12	Dépannage	307
6.2	Le transistor polarisé	183	Réviser		309
6.3	Courants du transistor	185	S'entraîner		312
6.4	Le montage émetteur commun	187	 		
6.5	Caractéristique I(V) de la base	189	9 Les amplificateurs à plusieurs étages, collecteur et commun		317
6.6	Caractéristique I(V) du collecteur	190	9.1	Amplificateurs à plusieurs étages	318
6.7	Approximations du transistor	195	9.2	La réaction à deux étages	322
6.8	Lecture d'une fiche technique	199	9.3	L'amplificateur émetteur-suiveur	324
6.9	Transistors montés en surface	204	9.4	L'impédance de sortie	329
6.10	Variations du gain en courant	206	9.5	Mise en cascade d'amplis EC et CC	333
6.11	La droite de charge	207	9.6	Le montage Darlington	335
6.12	Le point de fonctionnement	213	9.7	Régulation de tension	338
6.13	Identification de la saturation	215	9.8	L'amplificateur base commune	341
6.14	Le transistor en commutation	218	9.9	Débogage d'amplificateurs à plusieurs étages	345
6.15	Dépannage	219	Réviser		347
Réviser		224	S'entraîner		348
S'entraîner		226	 		
 			10 Les amplificateurs de puissance		357
7 Le transistor : principes fondamentaux		233	10.1	Nomenclature des amplificateurs	358
7.1	Polarisation par l'émetteur	234	10.2	Les deux droites de charge	360
7.2	Commandes de LED	237	10.3	Fonctionnement en classe A	365
7.3	Dépannage	240	10.4	Fonctionnement en classe B	373
7.4	Autres composants optoélectroniques	242	10.5	Amplificateur push-pull classe B	374
7.5	Polarisation par diviseur de tension	245	10.6	Polarisation des amplificateurs classe B/AB	379
7.6	Étude détaillée de la PDT	248	10.7	Commande des classes B/AB	382
7.7	Droite de charge et point Q d'une PDT	250	10.8	Fonctionnement en classe C	384
7.8	Polarisation émetteur à deux sources	253	10.9	Formules de la classe C	387
7.9	Autres polarisations	257	10.10	Puissance maximale admissible du transistor	393
7.10	Dépannage	260	Réviser		396
7.11	Transistors <i>npn</i>	261	S'entraîner		399
Réviser		263	 		
S'entraîner		265	11 Les transistors JFET		405
 			11.1	Concept fondamental	406
8 Les amplificateurs bipolaires de base		273	11.2	Caractéristiques du courant drain	408
8.1	Amplificateur polarisé par la base	274	11.3	La caractéristique de transfert	410
8.2	Amplificateur polarisé par l'émetteur	279	11.4	Polarisation en région ohmique	412
8.3	Fonctionnement petit signal	282			

11.5	Polarisation en région active	414	14.6	Diagrammes de Bode	571
11.6	La transconductance	424	14.7	Autres diagrammes de Bode	575
11.7	Amplificateurs à JFET	427	14.8	L'effet Miller	582
11.8	Le JFET en commutation analogique	433	14.9	Relation entre temps de montée et bande passante	585
11.9	Autres applications du JFET	437	14.10	Réponse en fréquence des étages à transistors bipolaires	588
11.10	Lecture d'une fiche technique	445	14.11	Réponse en fréquence des étages à transistors à effet de champ	596
11.11	Test d'un JFET	448	14.12	Effets de la fréquence sur les composants de surface	602
Réviser		449	Réviser		602
S'entraîner		451	S'entraîner		604
12	Les transistors MOSFET	459	15	Les amplificateurs différentiels	611
12.1	Le MOSFET à appauvrissement	460	15.1	L'amplificateur différentiel	612
12.2	Caractéristiques du transistor D-MOSFET	460	15.2	Étude DC de l'ampli différentiel	615
12.3	Amplificateurs à transistors D-MOSFET	461	15.3	Étude AC de l'ampli différentiel	620
12.4	Le MOSFET à enrichissement	463	15.4	Les grandeurs d'entrée de l'ampli opérationnel	627
12.5	La région ohmique	466	15.5	Gain mode commun	634
12.6	Commutation numérique	473	15.6	Circuits intégrés	637
12.7	Le MOS complémentaire (CMOS)	477	15.7	Le miroir de courant	641
12.8	Les MOS de puissance	478	15.8	L'ampli différentiel chargé	643
12.9	Commutateurs de charge MOSFET haut potentiel	487	Réviser		645
12.10	Pont en H MOSFET	491	S'entraîner		647
12.11	Amplificateur à transistor E-MOSFET	497			
12.12	Test du transistor MOSFET	501	16	Les amplificateurs opérationnels	653
Réviser		502	16.1	Introduction	654
S'entraîner		504	16.2	L'ampli op 741	655
			16.3	Le montage amplificateur inverseur	666
 			16.4	L'amplificateur non inverseur	673
13	Les thyristors	511	16.5	Deux autres applications de l'ampli op	678
13.1	La diode à quatre couches	512	16.6	Circuits intégrés linéaires	684
13.2	Le redresseur au silicium commandé	516	16.7	Les amplis op en composant de surface	688
13.3	Protection contre les surtensions par SCR	525	Réviser		689
13.4	SCR commandé par la phase	528	S'entraîner		691
13.5	Les thyristors bidirectionnels	532			
13.6	Le transistor IGBT	538	17	La contre-réaction	697
13.7	Autres thyristors	543	17.1	Les quatre types de contre-réactions	698
13.8	Dépannage	547	17.2	Gain en tension d'un amplificateur SVCV	700
Réviser		547	17.3	Autres propriétés des amplis SVCV	703
S'entraîner		549	17.4	L'amplificateur SVCI	708
			17.5	L'amplificateur SICV	710
 			17.6	L'amplificateur SICI	712
14	Effets de la fréquence	555			
14.1	Réponse en fréquence d'un amplificateur	556			
14.2	Gain en puissance en décibels	561			
14.3	Gain en tension en décibels	565			
14.4	L'adaptation d'impédance	567			
14.5	Décibels au-dessus d'un niveau de référence	569			

VI ● Principes d'électronique

17.7	La bande passante	714	20.4	Les comparateurs à fenêtre	856
Réviser		718	20.5	L'intégrateur	857
S'entraîner		720	20.6	Conversion de la forme des signaux	860
18	Les circuits linéaires à amplificateurs opérationnels	727	20.7	Génération de signaux	864
18.1	Les amplificateurs inverseurs	728	20.8	Autre générateur de signal triangulaire	867
18.2	Les amplificateurs non inverseurs	730	20.9	Circuits actifs à diodes	869
18.3	Les circuits inverseur / non inverseur	734	20.10	Les différentiateurs	872
18.4	Les amplificateurs différentiels	739	20.11	L'amplificateur classe D	874
18.5	Les amplificateurs d'instrumentation	745	Réviser		880
18.6	Les amplificateurs sommateurs	750	S'entraîner		882
18.7	Les amplificateurs de courant	755	21	Les oscillateurs	889
18.8	Les sources de courant commandées en tension	757	21.1	Théorie de l'oscillation sinusoïdale	890
18.9	Le contrôle automatique de gain	761	21.2	L'oscillateur à pont de Wien	891
18.10	Fonctionnement à alimentation unique	764	21.3	Autres oscillateurs RC	897
Réviser		766	21.4	L'oscillateur Colpitts	898
S'entraîner		768	21.5	Autres oscillateurs LC	904
19	Les filtres actifs	775	21.6	Le cristal de quartz	907
19.1	Réponses idéales	776	21.7	Le temporisateur 555	913
19.2	Caractéristiques de réponse	780	21.8	Fonctionnement du temporisateur 555 en astable	919
19.3	Filtres passifs	791	21.9	Montages à base du temporisateur 555	924
19.4	Étages du premier ordre	795	21.10	La boucle à verrouillage de phase	932
19.5	Filtre passe-bas du deuxième ordre à gain unité SVCV	800	21.11	Générateur de fonction monolithique	935
19.6	Filtres d'ordre supérieur	806	Réviser		941
19.7	Filtres passe-bas à composants identiques SVCV	809	S'entraîner		943
19.8	Filtres passe-haut SVCV	813	22	Les alimentations régulées	949
19.9	Filtres passe-bande à réactions multiples	816	22.1	Caractéristiques des alimentations	950
19.10	Filtres coupe-bande	820	22.2	Les régulateurs shunts	952
19.11	Filtres passe-tout	822	22.3	Les régulateurs séries	959
19.12	Filtres biquadratiques et filtres à variables d'état	827	22.4	Les régulateurs intégrés	969
Réviser		831	22.5	Les élévateurs de courant	977
S'entraîner		833	22.6	Les convertisseurs DC-DC	978
20	Les circuits non linéaires à amplificateurs opérationnels	837	22.7	Les régulateurs à découpage	980
20.1	Les comparateurs à zéro	838	Réviser		995
20.2	Les comparateurs à valeurs non nulle	845	S'entraîner		997
20.3	Les comparateurs à hystérésis	850	\\	Annexes	1003
			\\	Réponses aux exercices impairs	1009
			\\	Index	1015

Avant-propos

La huitième édition de cet ouvrage est dans la tradition des éditions précédentes : une exploration pédagogique mais en profondeur des bases de l'électronique.

Elle est destinée principalement aux étudiants qui suivent leur premier enseignement dans cette discipline passionnante, les seuls prérequis nécessaires à sa lecture étant une connaissance des circuits AC/DC, de l'algèbre classique et un peu de trigonométrie.

Principes d'électronique permet de connaître et de comprendre les composants à semi-conducteurs, leurs tests et les circuits dans lesquels on les retrouve. Ce manuel de référence fournit des explications claires et pédagogiques donnant toutes les bases nécessaires à la compréhension des concepts et des mécanismes de dépannage des circuits électroniques. Tous les chapitres comportent des exemples de circuits et des exercices de dépannage.

Cette édition comporte des développements entièrement nouveaux concernant plusieurs types de circuits, et notamment :

- Des informations supplémentaires sur les caractéristiques de luminosité des LED.
- De nouveaux paragraphes sur les LED haute intensité et la manière dont ces composants sont contrôlés pour fournir un éclairage efficace.
- Une présentation des régulateurs de tension à trois bornes faisant partie d'un bloc fonctionnel de système d'alimentation électrique.
- Une réorganisation condensée des chapitres sur les transistors bipolaires (BJT) qui passent de six à quatre.
- Une introduction aux systèmes électroniques.
- Un contenu enrichi sur les amplificateurs à plusieurs étages (multi-étages) en relation avec les blocs de circuit constituant un système.
- Des compléments sur les transistors MOSFET de puissance, notamment :
 - leurs structures et leurs caractéristiques ;
 - les exigences en termes de commande et d'interface des MOSFET connectés à la tension d'alimentation ou à la masse ;
 - les commutateurs de charge connectés à la masse ou à la tension d'alimentation ;
 - les circuits demi-pont et pont en H ;
 - une introduction à la modulation de largeur d'impulsion pour le contrôle de la vitesse des moteurs.
- Plus d'informations sur les amplificateurs de classe D avec un exemple d'amplificateur en circuit intégré monolithique.
- Des mises à jour sur les alimentations de puissance utilisant des commutateurs.

Dédicace

Cette huitième édition de *Principes d'électronique* est dédiée à tous les étudiants qui font l'effort de comprendre et d'apprendre les bases de l'électronique.

Mode d'emploi de l'ouvrage

Cet ouvrage contient plusieurs rubriques qui accompagnent le lecteur dans son apprentissage. Pédagogiques, elles permettent à l'étudiant d'apprendre, de comprendre, de retenir et de valider les compétences acquises.

Objectifs

Une liste concise d'objectifs présente les compétences qui seront acquises au cours du chapitre.

Vocabulaire

Les mots-clés de la thématique abordée dans le chapitre sont listés, ils sont ensuite identifiés en gras dans le texte.

En quelques mots

Le sujet du chapitre est introduit en quelques lignes.

Les oscillateurs

21

Objectifs

- Expliquer le gain de boucle et la phase ainsi que leur rapport avec les oscillateurs sinusoïdaux.
- Décrire le fonctionnement de plusieurs oscillateurs RC sinusoïdaux.
- Décrire le fonctionnement de plusieurs oscillateurs LC sinusoïdaux.
- Expliquer le fonctionnement des oscillateurs à quartz.
- Présenter le temporisateur 555, ses modes de fonctionnement et son utilisation en oscillateur.
- Expliquer le fonctionnement des boucles à verrouillage de phase.
- Décrire le fonctionnement du générateur de signaux XR-2206.

Vocabulaire

Astable	Fréquence de résonance	Monostable	Oscillateur commandé en tension (VCO)
Boucle à verrouillage de phase (PLL)	Fréquence fondamentale	Multivibrateur	Oscillateur d'Armstrong
Capacité des armatures	Logarithme naturel	Multivibrateur bistable	Oscillateur de Hartley
Circuit d'avance-retard	Modulation de fréquence (FM)	Oscillateur à cristal de quartz	Oscillateur Pierce à cristal
Convertisseur tension-fréquence	Modulation de fréquence (FSK)	Oscillateur à déphasage	Plage de capture
Démodulateur FM	Modulation d'impulsions en largeur de Wom	Oscillateur à double T	Plage de verrouillage
Détecteur de phase	Modulation d'impulsions en position	Oscillateur à pont de Wien	Porteuse
Effet piézoélectrique		Oscillateur Clapp	Signal de modulation
Filtre rejeteur		Oscillateur Colpitts	

En quelques mots

Aux fréquences inférieures à 1 MHz, on utilise les oscillateurs RC pour produire des signaux sinusoïdaux presque parfaits. Ces oscillateurs basses fréquences sont réalisés avec des amplis op et des circuits RC pour fixer la fréquence des oscillations. Au-dessus de 1 MHz, on prend les oscillateurs LC, ils utilisent des transistors et des circuits LC. Ce chapitre présente aussi un circuit très courant appelé *temporisateur 555*. On le trouve dans beaucoup d'applications qui donnent des retards, dans des oscillateurs contrôlés en tension et dans des générateurs de signaux à sortie modulée. Le chapitre se termine par un montage très important en télécommunications appelé *boucle à verrouillage de phase (PLL)* et conclut par une présentation du générateur de signaux XR-2206.

Fiche technique

Des fiches techniques sont présentées, elles permettent à l'étudiant de se familiariser avec leur contenu et leur usage.

Questions

Chaque chapitre comporte des exercices d'entraînement. Présentés sous forme de questions-réponses, ils comportent à chaque fois la solution et le raisonnement ayant permis de l'atteindre.

Avez-vous compris ?

À la suite d'une *Question*, ces sujets complémentaires permettent de vérifier que l'exercice est compris. Les réponses sont fournies à chaque fin de chapitre.

52 ● Chapitre 21 Les oscillateurs

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206MP			XR-2206CPD			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55					dB	
Linearity	2			2			%	For 90% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	C _L = 10pF
Fall Time		50			50		ns	C _L = 10pF
Saturation Voltage	0.2	0.4		0.2	0.6		V	I _L = 2mA
Leakage Current	0.1	20		0.1	100		μA	V _{CC} = 20V
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Figure 21.52b: Fiche technique du XR-2206 (figure reproduite avec l'autorisation de Exar Corporation).

Question 21.13
 Sur la figure 21.50, fixer $R = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,01 \mu\text{F}$. Si l'interrupteur S_1 est fermé, quelles sont les formes et les fréquences des signaux de sortie sur les broches 2 et 11 ?
Réponse Comme l'interrupteur S_1 est fermé, le signal de sortie sur la broche 2 est sinusoïdal. Il est carré sur la broche 11. Les deux signaux ont la même fréquence, qui est égale à :

$$f_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{(10 \text{ k}\Omega)(0,01 \mu\text{F})} = 10 \text{ kHz}$$

21.13 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 23.13 en prenant $R = 20 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,01 \mu\text{F}$, et lorsque l'interrupteur S_1 est ouvert.

Question 21.14
 Sur la figure 21.51, fixer $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,1 \mu\text{F}$. Déterminer la fréquence du signal carré en sortie et le coefficient de remplissage.
Réponse En utilisant la relation (21.32), la fréquence du signal de sortie est égale à :

$$f = \frac{2}{0,01 \mu\text{F}} = \left[\frac{1}{1 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} \right] = 6,67 \text{ kHz}$$

À retenir

Ces encarts font ressortir les valeurs ou notions clés qu'il faut mémoriser.

Recommandations

Des explications et des recommandations sur l'utilisation du matériel électronique sont données.

Comme d'habitude, on a négligé l'effet de charge de la résistance de base. Pour le démarrage des oscillations, le gain en tension doit être supérieur à 1/B.

Bon à Savoir

Dans l'oscillateur Colpitts, l'inductance est ajustée pour faire varier la fréquence des oscillations, alors que dans un oscillateur Hartley, le condensateur est ajusté pour faire varier la fréquence des oscillations.

Figure 21.22 Oscillateur Hartley.

Bon à Savoir

Ces encarts, situés dans la marge, sont destinés à préciser une information ou à l'illustrer.

Figure 21.24
Oscillateur à cristal.

Question 21.4

Si, dans la figure 21.20, 50 pF sont ajoutés en série avec l'inductance 15 µH, le circuit devient un oscillateur Clapp. Quelle est la fréquence des oscillations ?

Réponse On calcule la capacité équivalente avec la relation (21.17) :

$$C = \frac{1}{1/0,001 \mu\text{F} + 1/0,01 \mu\text{F} + 1/50 \text{ pF}} \approx 50 \text{ pF}$$

Remarque : comme la grandeur 1/50 pF balaye les autres valeurs, car 50 pF c'est beaucoup plus petit que les autres capacités. La fréquence des oscillations est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15 \mu\text{H})(50 \text{ pF})}} = 5,81 \text{ MHz}$$

21.4 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 21.4 en remplaçant la capacité de 50 pF par une capacité de 120 pF.

Multisim

Ce logo indique qu'il existe un fichier numérique réalisé avec le logiciel NI Multisim et qu'une mise en pratique est possible. Plus de 350 fichiers sont proposés afin que le lecteur puisse s'exercer en conditions « réelles », mesurer les variables, détecter les erreurs, dépanner les circuits...

À RETENIR 4.3 – Les composants d'une alimentation

Rôle	Fournit la tension alternative appropriée et une isolation par rapport à la masse	Change la tension alternative en une tension continue redressée	Lisse la tension continue redressée	Délivre une tension continue quasi constante sur la résistance de charge
Types	Abaisseur ou éleveur de tension, isolateur (1:1)	Simple ou double alternance, en pont	LC, RC	À composants discrets, à circuit intégré

4.9 Dépannage

La plupart des parties d'un équipement électronique ont une alimentation, généralement un redresseur alimentant un filtre à condensateur en tête suivi d'un régulateur de tension (envisagé plus tard). Cette alimentation produit la tension continue nécessaire aux transistors et aux autres composants. Si une partie d'un appareillage électronique ne fonctionne pas correctement, commencez le dépannage par l'alimentation. Le plus souvent, la défaillance est provoquée par des problèmes d'alimentation.

4.9.1 Procédure

Supposons que vous dépannez le circuit représenté par la figure 4.22. On mesure d'abord la tension continue sur la charge. Elle doit être approximativement la même que la tension crête au secondaire ; si ce n'est pas le cas, il y a deux procédures possibles :

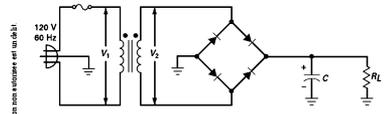


Figure 4.22 Dépannage

Première procédure. En l'absence de tension sur la charge, on prend un multimètre sans masse pour mesurer la tension sur le secondaire (gamme AC). La mesure donne la tension efficace apparaissant sur l'enroulement secondaire. On la convertit en valeur crête en l'augmentant d'environ 40 %. Si elle est correcte, les diodes sont défectueuses ; s'il n'y a pas de tension au secondaire, soit le fusible est fondu, soit le transformateur est défectueux.

Photos et schémas

L'ouvrage présente plus de 1 000 illustrations et schémas en couleur.

7.9 Dépannage • 251

Figure 7.17 Le transistor npn

+	-	Affichage
B	E	0
E	B	0,7
B	C	0
C	B	0,7
C	E	0
E	C	0

Figure 7.18 Indications du transistor npn à l'écran du multimètre : (a) polarités de connexion des bornes, (b) mesures des jonctions pn.

Figure 7.19 Un exemple de tracé de courbe de Tektronix™.

Réviser

Ces résumés sont utiles pour réviser ses examens ou pour s'assurer que l'on a bien assimilé les principales notions. Les définitions importantes sont rappelées pour consolider ses connaissances.

S'entraîner

Des exercices et des problèmes corrigés, de difficulté progressive et regroupés par sujet, viennent compléter des questionnaires à choix multiples (QCM). Des questions, qui pourraient être posées lors d'un entretien d'embauche, permettent à l'étudiant de parfaire sa préparation.

Réviser

Résumé

21.1 Théorie de l'oscillation sinusoïdale

Pour réaliser un oscillateur, il faut utiliser un amplificateur avec une réaction positive. Pour le départ des oscillations, le gain de boucle doit être supérieur à un et le déphasage de la boucle doit être nul.

21.2 L'oscillateur à pont de Wien

C'est l'oscillateur standard pour les basses et moyennes fréquences dans la gamme de 5 Hz à 1 MHz. Il donne un signal sinusoïdal presque parfait. Une lampe ou tungstène ou toute autre résistance non linéaire fait décroître le gain

et 500 MHz. Cette gamme de fréquence est au-delà de la fréquence f_c de la plupart des amplis op, ce qui explique que ce soit généralement un transistor bipolaire ou un transistor JFET qui amplifie dans ce type d'oscillateurs. L'oscillateur Colpitts est l'un des oscillateurs LC les plus utilisés.

21.5 Autres oscillateurs LC

Les oscillateurs Armstrong utilisent un transformateur pour produire le signal de réaction. Dans le même but, l'oscillateur Hartley emploie un diviseur de tension inductif. L'oscillateur Clapp possède un condensateur de faible capacité en série dans la branche inductive du circuit résonant. Cela diminue l'effet des capacités parasites sur la fréquence de résonance.

S'entraîner

Auto-évaluation

1. Un oscillateur nécessite toujours un amplificateur avec :

- a) une réaction positive
- b) une réaction négative
- c) les deux types de réaction
- d) un circuit LC parallèle

2. La tension qui amorce les oscillations est causée par :

- a) l'ondulation résiduelle de l'alimentation
- b) la tension de bruit sur les résistances
- c) le signal d'entrée venant d'un générateur
- d) la réaction positive

6. Un circuit d'avance possède un déphasage :

- a) compris entre 0 et 90°
- b) supérieur à 90°
- c) compris entre 0 et -90°
- d) le même que la tension d'entrée

7. Un oscillateur à pont de Wien utilise :

- a) une réaction positive
- b) une réaction négative
- c) les deux types de réaction
- d) un circuit LC parallèle

8. Au départ, le gain de boucle d'un pont de Wien est :

- a) 0
- b) 1
- c) faible
- d) fort

10.9 Formules de la classe C

10.38 Si l'ampli classe C de la figure 10.44 a une puissance de sortie de 11 mW et une puissance d'entrée de 50 µW, que vaut le gain en puissance ?

10.39 Quelle est la puissance de sortie de la figure 10.44 si la tension de sortie est 50 V_{pp} ?

10.40 Quelle est la puissance AC maximale de sortie de la figure 10.44 ?

10.41 Si le courant d'alimentation de la figure 10.44 est 0,5 mA, quelle est la puissance DC d'entrée ?

10.42 Quel est le rendement de la figure 10.44 si le courant d'alimentation est de 0,4 mA et la tension de sortie 38 V_{pp} ?

10.43 D'après la figure 10.44, quelle est la bande passante de l'amplificateur si le coefficient Q de l'inductance est 125 ?

10.44 Quelle est la dissipation de puissance du transistor la plus défavorable d'après la figure 10.44 (Q = 125) ?

10.10 Puissance maximale admissible du transistor

10.45 On utilise un transistor 2N3904 dans la figure 10.44. Si le circuit fonctionne dans une plage de températures allant de 0 à 100 °C, quelle est la puissance maximale admissible dans le cas le plus défavorable ?

10.46 Un transistor a la courbe de réduction représentée par la figure 10.34. Quelle est la puissance maximale admissible pour la température ambiante 100 °C ?

10.47 La fiche technique du transistor 2N3055 indique la puissance maximale admissible 115 W pour la température de boîtier 25 °C. Si le facteur de réduction est 0,657 W/°C, que vaut P_{boîtier} quand la température du boîtier est 90 °C ?

10.49 On utilise dans un amplificateur un transistor de puissance dont la fiche technique est la suivante :

caractères de classe disent qu'ils veulent bien payer qu'ils sont capables de réaliser un circuit ou la droite de charge AC est moins « verticale » que la droite de charge DC. Allez-vous prendre le parti ? Pourquoi ?

Questions de débogage avec Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés MTC10-53 à MTC10-57 et correspondent au circuit de la figure 10.43.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

10.53 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC10-53

10.54 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC10-54

10.55 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC10-55

10.56 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC10-56

10.57 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC10-57

Questions d'un recruteur

1. Parlez-moi des trois classes de fonctionnement des amplificateurs. Illustrez les classes en traçant la forme des courants collecteurs.

2. Dessinez brièvement le schéma des trois modes de liaison des étages amplificateurs.

3. Dessinez un ampli PDT. Ensuite, représentez ses droites de charge DC et AC. Si le point Q est au milieu de la droite AC, quel est le courant de saturation AC, la tension de blocage AC et la sortie crête à crête maximale ?

4. Dessinez un ampli à deux étages et dites-moi comment calculer le courant total fourni par l'alimentation.

5. Dessinez un ampli classe C accordé. Dites-moi comment

Dépannage

Trois sections *Dépannage*, *Grille de dépannage* et *Questions de débogage avec Multisim* entraînent l'étudiant sur une approche plus pratique et moins théorique, grâce à l'identification d'erreurs et à la résolution de problèmes techniques modélisés.

5.6 Dépannage

La figure 5.16 représente un régulateur Zener. Quand le circuit fonctionne normalement, la tension entre A et la masse est +18 V, la tension entre B et la masse +10 V et la tension entre C et la masse +10 V.

5.6.1 Symptômes uniques

Maintenant discutons de ce qui ne va pas. Quand un circuit ne fait pas ce qu'il doit, le dépanneur commence par mesurer les tensions. Ces mesures lui donnent des indices qui l'aident à isoler le problème. Par exemple, supposons les tensions suivantes :

$V_A = +18 V ; V_B = +10 V ; V_C = 0$

Voici ce qui se passe dans la tête du dépanneur après avoir fait ces mesures : « Est-ce que la résistance de charge est coupée ? Non, la tension de sortie est encore 10 V. Est-ce que la résistance de charge est court-circuitée ? Non, cela voudrait dire que B et C sont à la masse avec 0 V. Bon, est-ce que la connexion entre B et C est coupée ? Oui, cela ce pourrait bien. »

Ce défaut donne un symptôme unique. La seule raison d'obtenir cette série de tensions est un circuit ouvert entre B et C.

5.6.2 Symptômes ambigus

Tous les défauts ne donnent pas un symptôme unique, parfois deux ou trois incidents donnent la même série de tensions. En voici un exemple, soient les tensions suivantes :

$V_A = +18 V ; V_B = 0 ; V_C = 0$

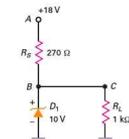


Figure 5.16 Dépannage d'un régulateur Zener.

5.33 D'après la figure 5.45, la tension secondaire est 12,6 V_{pp} quand la tension secteur est 115 V_{pp}. Pendant la journée, la puissance délivrée varie de ±10 %. Les résistances sont à ±5 %. La diode 1N4733A a une tolérance de ±5 % et une résistance Zener 7 Ω. Si I_Z vaut 500 µA, quelle est la valeur maximale possible du courant Zener à tout moment de la journée ?

5.34 D'après la figure 5.45, la tension secondaire est 12,6 V_{pp} et la chute de tension directe 0,7 V pour chaque diode. La 1N5314 est une diode à courant constant de 4,7 mA. Le courant de la LED est de 15,6 mA et le courant Zener de 21,7 mA. Le condensateur de filtrage a une tolérance de ±10 %. Quelle est la valeur crête à crête maximale de l'ondulation ?

5.35 La figure 5.47 montre le schéma d'un éclairage à bicyclette. Les diodes sont des diodes Schottky. En utilisant la deuxième approximation, calculez la tension sur le condensateur de filtrage.

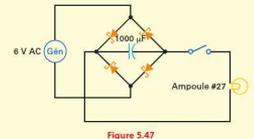


Figure 5.47

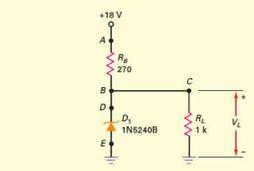


Figure 5.48

S'entraîner • 179

Grille de dépannage

La grille de dépannage de la figure 5.48 indique les valeurs des tensions à chaque point A, B, C et D du circuit et les conditions de fonctionnement de la diode D1 pour les divers points T1 à T8. La première ligne donne les valeurs à chacun des points du circuit en fonctionnement normal.

5.36 Trouvez d'où proviennent les pannes 1 à 4 dans la figure 5.48

5.37 Trouvez d'où proviennent les pannes 5 à 8 dans la figure 5.48

Questions de débogage avec Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés MTC05-38 à MTC05-42 et correspondent au circuit de la figure 5.48.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

5.38 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC05-38

5.39 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC05-39

5.40 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC05-40

	V _A	V _B	V _C	V _D	D ₁
OK	18	10,3	10,3	10,3	OK
T1	18	0	0	0	OK
T2	18	14,2	14,2	0	OK
T3	18	14,2	14,2	14,2	=
T4	18	18	18	18	=
T5	0	0	0	0	OK
T6	18	10,5	10,5	10,5	OK
T7	18	14,2	14,2	14,2	OK
T8	18	0	0	0	0

Figure 5.48

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Précisions sur les ressources numériques

Conçus pour une mise en pratique efficace, plus de **350 fichiers sont téléchargeables**. Réalisés avec le logiciel de conception **NI Multisim**, vous pourrez, selon le cas de figure, simuler, tester ou dépanner les circuits électroniques.

Le logiciel **Multisim** est téléchargeable sur le site de National Instrument (<http://www.ni.com/fr-fr.html>), il existe une version d'évaluation disponible gratuitement en anglais.

Un guide pour la prise en main de NI Multisim est fourni (pdf en anglais) lors du téléchargement des fichiers d'exemples sur le site des éditions Dunod.

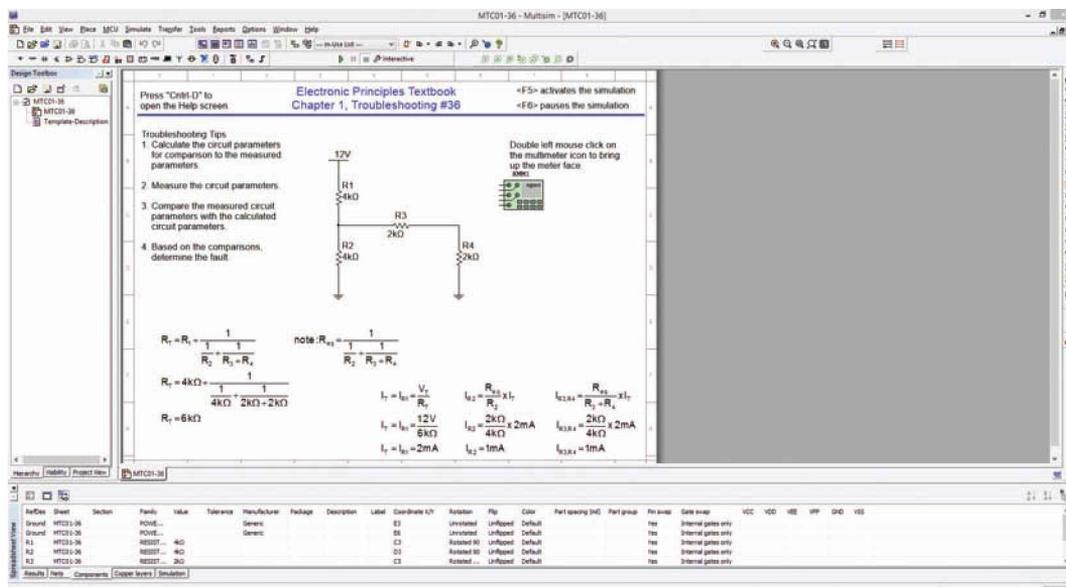


Figure A.1
Exemple de fichier
téléchargeable

RESSOURCES



NUMÉRIQUES

Toutes les ressources numériques de cet ouvrage sont téléchargeables sur le site des éditions Dunod, www.dunod.com, sur la page dédiée à l'ouvrage.

Remerciements

Un ouvrage comme *Principes d'électronique* ne peut être que le fruit d'un travail d'équipe. Et nombreux, en effet, ont été celles et ceux qui ont apporté leur compétence professionnelle ou leur expertise scientifique à cette réalisation. Au premier rang d'entre eux : l'équipe de McGraw-Hill Higher Education et, en particulier, Raghu Srinivasan, Vincent Bradshaw, Jessica Portz et Vivek Khandelwal. Nous manifestons aussi toute notre gratitude à Pat Hope pour le travail perspicace et minutieux qu'il a réalisé sur les fichiers Multisim.

Merci à tous ceux qui, par leurs remarques, leurs commentaires et leurs suggestions, ont participé au développement de ce projet. Qu'ils sachent bien que chaque contribution a été lue, prise en compte et appréciée à sa juste valeur. Pour cette édition, les contributions et remarques sont issues du monde entier. Nous avons également tenu compte de toutes celles des organisations de certification électronique comme CertTEC, ETA International, ISCET, et NCEE.

Merci enfin à tous nos relecteurs, c'est grâce à eux que cette édition a pu atteindre un tel niveau de qualité : Reza Chitsazzadeh (Community College of Allegheny County), Walter Craig (Southern University and A&M College), Abraham Falsafi (BridgeValley Community & Technical College), Robert Folmar (Brevard Community College), Robert Hudson (Southern University at Shreveport Louisiana), John Poelma (Mississippi Gulf Coast Community College), Chueh Ting (New Mexico State University), John Veitch (SUNY Adirondack), KG Bhole (University of Mumbai), Pete Rattigan (President International Society of Certified Electronics Technicians) et Steve Gelman (President of National Coalition for Electronics Education).

Introduction

1

Objectifs

- Nommer trois types de formules et expliquer pourquoi elles sont vraies.
- Dire pourquoi les approximations sont souvent utilisées à la place de la formule exacte.
- Définir une source de tension et une source de courant idéales.
- Montrer comment identifier une source constante de tension ou de courant.
- Énoncer le théorème de Thévenin et l'appliquer à un circuit.
- Énoncer le théorème de Norton et l'appliquer à un circuit.
- Donner deux propriétés d'un court-circuit et d'un circuit ouvert.

Vocabulaire

Approximation	Formule	Résistance de Thévenin	Tension de Thévenin
Cas idéal	Loi	Soudure froide	Théorème
Courant de Norton	Pont de soudure	Source de courant	Troisième approximation
Définition	Principe de dualité	constant	
Dépannage	Relation	Source de tension	
Deuxième approximation	Résistance de Norton	constante	

En quelques mots

Les formules, les sources de tension, les sources de courant et les deux théorèmes sur les circuits constituent les thèmes de ce chapitre. Bien qu'en partie ce soit une révision, plusieurs nouveautés, comme les approximations de circuit, vous permettront de mieux comprendre les composants semi-conducteurs et vous serviront de base pour une bonne compréhension de la suite de l'ouvrage.

1.1 Les trois types de formules

Une **formule** est une loi qui relie des grandeurs. La loi peut être une équation, une inégalité, ou une autre description mathématique. On trouvera beaucoup de formules dans ce livre. À moins de savoir pourquoi elles sont vraies, leur accumulation est déroutante. Heureusement, une formule ne peut apparaître que sous trois formes. En sachant ce qu'elles représentent, l'étude de l'électronique deviendra plus logique.

1.1.1 La définition

Bon à Savoir

En pratique, une formule est comme une suite d'instructions écrites sous forme mathématique. Une formule décrit comment calculer une quantité particulière ou un paramètre.

Pour étudier l'électricité et l'électronique, on doit mémoriser des mots nouveaux tels que *courant*, *tension* et *résistance*. Cependant, une explication verbale de ces mots n'est pas suffisante. Pourquoi ? Parce que votre conception du courant doit être mathématiquement identique à celle de tout le monde. La seule méthode pour obtenir cette identité est la **définition**, une formule conçue pour un nouveau concept.

Voici un exemple de définition. Dans un cours précédent, vous avez appris que la capacité est égale à la charge des électrodes divisée par la tension entre les électrodes. La formule donne ceci :

$$C = \frac{Q}{V}$$

Cette formule est une *définition*. Elle nous dit ce qu'est la capacité C et comment la calculer. Historiquement, des chercheurs ont inventé cette définition et elle a été totalement acceptée.

Voici un exemple de création d'une définition en dehors de l'électronique. Dans le cadre de recherches sur l'aptitude à la lecture, on a besoin d'une méthode pour mesurer la vitesse de lecture. Tout de suite, on définit la *vitesse de lecture* comme le nombre de mots lus à la minute. Si le nombre de mots est W et le nombre de minutes M , on peut établir une formule telle que :

$$S = \frac{W}{M}$$

Dans cette équation, S est la vitesse mesurée en mots par minute.

Pour être plus original, on pourrait utiliser les lettres grecques : ω pour les mots, μ pour les minutes et σ pour la vitesse. La définition deviendrait :

$$\sigma = \frac{\omega}{\mu}$$

Cette équation traduit encore le fait que la vitesse est égale à des mots divisés par des minutes. Si vous savez qu'une telle équation correspond à une définition, son caractère impressionnant et mystérieux disparaît.

En résumé, *les définitions sont des formules conçues par les chercheurs*. Elles sont fondées sur des observations scientifiques et constituent la base de l'étude de l'électronique. Comme toujours en sciences, elles sont considérées comme des faits. Une définition est vraie de la même manière qu'un mot est vrai. Chacune représente la notion dont vous voulez parler. Quand on sait quelles formules sont des définitions, l'électronique est plus facile à comprendre. Comme les définitions sont des points de départ, il suffit de les comprendre et de les retenir.

1.1.2 La loi

La notion de **loi** est différente. Elle résume des liens qui existent déjà dans la nature. Voici un exemple de loi :

$$f = K \frac{Q_1 Q_2}{d^2}$$

f : force

K : une constante de proportionnalité ($9 \cdot 10^9$)

Q_1 : première charge

Q_2 : deuxième charge

d : distance entre les charges

C'est la **loi de Coulomb**. Elle affirme que la force d'attraction ou de répulsion entre deux charges est directement proportionnelle aux deux charges et inversement proportionnelle au carré de la distance qui les sépare.

C'est une équation importante, car elle est la base de l'électricité. Mais d'où vient-elle ? Pourquoi est-elle vraie ? D'abord, tous les paramètres de cette loi existaient avant sa découverte. Par expérimentation, Coulomb a pu démontrer que la force est directement proportionnelle à chaque charge et inversement proportionnelle au carré de la distance les séparant. La loi de Coulomb est un exemple des liens qui existent dans la nature. Alors que des chercheurs savaient avant lui mesurer f , Q_1 , Q_2 et d , Coulomb a découvert la loi reliant ces quantités et a écrit la formule correspondante.

Avant de découvrir une loi, il faut avoir l'intuition qu'un lien existe. Après un grand nombre d'expériences, le chercheur écrit une formule qui résume la découverte. Quand un nombre suffisant de personnes a confirmé la découverte par des expériences, la formule devient une loi.

Une loi est vraie parce qu'on peut la vérifier par l'expérience.

1.1.3 La relation

Soit une équation telle que :

$$y = 3x$$

On peut ajouter 5 de chaque côté pour obtenir :

$$y + 5 = 3x + 5$$

La nouvelle équation est vraie parce que les deux membres sont encore égaux. Il existe beaucoup d'autres opérations telles que la soustraction, la multiplication, la division, la mise en facteur et la substitution qui conservent l'égalité des membres de l'équation. Pour cette raison, on peut créer beaucoup de nouvelles formules en utilisant les mathématiques.

Une **relation** est une formule obtenue à partir d'autres formules en utilisant les mathématiques. Le résultat est vrai car les mathématiques conservent l'égalité des deux membres de chaque équation depuis la formule de départ jusqu'à la formule d'arrivée.

Par exemple, Ohm a travaillé sur les conducteurs. Il a montré que le rapport entre la tension et le courant était une constante. Il a appelé cette constante *résistance* et écrit la formule suivante :

$$R = \frac{V}{I}$$

C'est la forme initiale de la loi d'Ohm. En la modifiant on obtient :

$$I = \frac{V}{R}$$

C'est une relation, la loi d'Ohm a été mise sous une autre forme.

Voici un autre exemple. La définition de la capacité est :

$$C = \frac{Q}{V}$$

On multiplie chaque membre par V pour obtenir l'équation suivante :

$$Q = CV$$

C'est une relation. Elle montre que la charge d'un condensateur est égale à sa capacité multipliée par la tension appliquée.

1.1.4 Ce qu'il faut retenir

Pourquoi une formule est-elle vraie ? Il y a trois réponses possibles. Pour bâtir votre connaissance de l'électronique sur de bonnes bases, classez chaque nouvelle formule dans l'une des trois catégories suivantes :

Définition : une formule imaginée pour un nouveau concept.

Loi : une formule exprimant un lien naturel.

Relation : une formule produite par les mathématiques.

1.2 Approximations

Nous utilisons toujours les **approximations** dans la vie courante. Si quelqu'un vous demande votre âge, vous pouvez répondre 21 (cas idéal). Vous pouvez dire plus près de 22 que de 21 (deuxième approximation) ou, pourquoi pas, 21 ans et 9 mois (troisième approximation). Enfin, pour être plus précis, vous pouvez dire 21 ans, 9 mois, 2 jours, 6 heures, 23 minutes et 42 secondes (exact).

Ceci illustre les différents niveaux d'approximation : un cas idéal, une deuxième approximation, une troisième approximation et la réponse exacte. Le niveau d'approximation à utiliser dépend du contexte. C'est vrai aussi en électronique. Dans l'étude des circuits, on doit choisir l'approximation qui convient le mieux au contexte.

1.2.1 Le cas idéal

Saviez-vous que 30 cm de fil AWG 22 à 2,5 cm d'un châssis présentent une résistance de 0,016 Ω , une inductance de 0,24 μH et une capacité de 3,3 pF ? Tenir compte de ces données dans les calculs ferait perdre trop de temps. C'est pour cela que dans la plupart des cas on néglige la résistance, l'inductance et la capacité des fils de liaisons.

Le **cas idéal**, parfois nommé *approximation du premier ordre* ou **première approximation**, est le circuit équivalent le plus simple du montage. Par exemple,

l'approximation idéale d'un morceau de fil est un conducteur de résistance nulle. Cette simplification convient pour les problèmes d'électronique usuels.

L'exception survient aux hautes fréquences, où l'inductance et la capacité du fil interviennent. Supposons une longueur de fil présentant une inductance de $0,24 \mu\text{H}$ et une capacité de $3,3 \text{ pF}$. À 10 MHz , la réactance selfique est égale à $15,1 \Omega$ et la réactance capacitive à $4,82 \text{ k}\Omega$. À ce stade, un concepteur de circuit ne peut plus idéaliser une longueur de fil. En fonction du reste du circuit, l'impédance d'un fil de liaison peut être importante.

En règle courante, on idéalise un conducteur aux fréquences inférieures à 1 MHz . Mais le soin du câblage reste important. En pratique, il faut réaliser des connexions aussi courtes que possible pour éviter les problèmes aux hautes fréquences.

Pour un dépanneur, la première approximation est en général suffisante car il recherche de grands écarts de courants et de tensions. Dans ce livre, nous idéaliserons les composants semi-conducteurs par des circuits équivalents simples, ce qui rendra plus facile l'analyse et la compréhension du fonctionnement des montages à semi-conducteurs.

1.2.2 La deuxième approximation

Le modèle idéal d'une pile de flash est une source de tension de $1,5 \text{ V}$. La **deuxième approximation** ajoute un ou plusieurs composants à la première approximation. Par exemple, une pile de flash est une source de tension de $1,5 \text{ V}$ en série avec une résistance de 1Ω . Celle-ci est appelée la *résistance interne* ou *résistance de source*. Si la charge est inférieure à 10Ω , la tension appliquée peut être nettement inférieure à $1,5 \text{ V}$ à cause de la chute de tension dans la résistance interne de la source. Dans ce cas, des calculs plus précis doivent inclure la valeur de cette résistance.

1.2.3 La troisième approximation et au-delà

La **troisième approximation** rajoute d'autres composants dans le circuit équivalent du dispositif. Au chapitre 3, il y a un exemple d'approximation du troisième ordre dans l'étude des diodes semi-conductrices.

Pour beaucoup de composants, on peut faire des approximations encore plus fines. Mais les calculs deviennent très difficiles, à tel point qu'il faut utiliser des programmes de simulation sur ordinateur pour les réaliser. C'est le cas par exemple des programmes MultiSim de National Instruments (NI), ou PSpice de Cadence/Orcad. Ces deux simulateurs sont disponibles sur le marché. La plupart des circuits et exemples présentés dans cet ouvrage ont été analysés et démontrés au moyen de programmes de ce genre.

1.2.4 Conclusion

L'approximation à utiliser dépend de ce que l'on veut faire. Pour le dépannage, la première approximation est généralement suffisante. Dans beaucoup de cas, la deuxième approximation est le meilleur choix car elle est facile d'emploi et ne nécessite pas l'usage d'un ordinateur. Pour les calculs précis, on doit employer l'ordinateur avec un logiciel du genre *Multisim*.

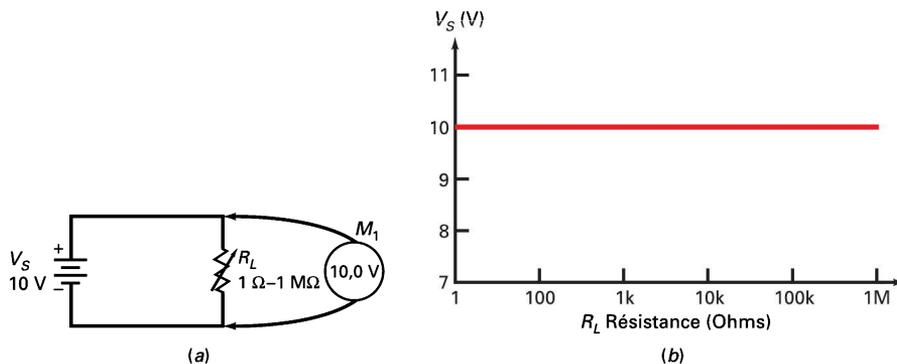
1.3 Sources de tension

Une *source de tension idéale* donne une tension de sortie constante. L'exemple le plus simple d'une source de tension idéale est une batterie parfaite dont la résistance interne est nulle. La figure 1.1a représente une source de tension idéale reliée à une résistance de charge variable de $1\ \Omega$ à $10\ \text{M}\Omega$. Le voltmètre indique $10\ \text{V}$, exactement la valeur de la tension de la source.

La figure 1.1b montre la tension de sortie en fonction de la résistance de charge. La tension de sortie reste à $10\ \text{V}$ lorsque la résistance de charge varie de $1\ \Omega$ à $1\ \text{M}\Omega$. En d'autres termes, un générateur de tension idéale donne une tension de sortie constante quelles que soient les variations de la résistance de charge, seul le courant de sortie change.

Figure 1.1

(a) Source de tension idéale chargée par une résistance variable ;
(b) la tension de sortie est indépendante de la résistance de charge.



1.3.1 Deuxième approximation

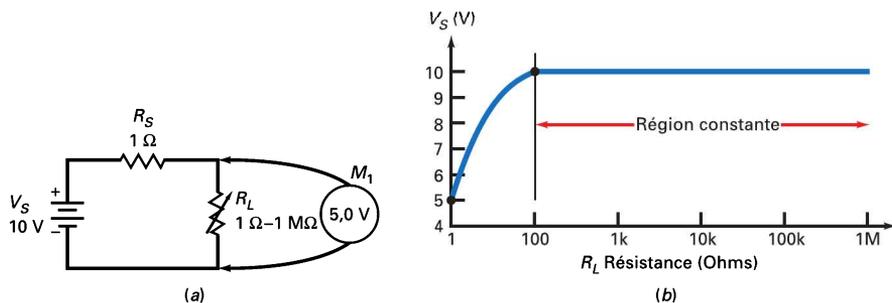
Une source de tension idéale est un composant théorique, elle n'existe pas en pratique. Pourquoi ? Quand la résistance de charge tend vers zéro, le courant de sortie tend vers l'infini. Aucune source de tension réelle ne peut donner un courant infini car elle possède une résistance interne. La deuxième approximation tient compte de cette résistance.

La figure 1.2a illustre cette remarque. Une résistance interne $R_S = 1\ \Omega$ se trouve en série avec la batterie idéale. Le voltmètre indique $5\ \text{V}$. Pourquoi ? Parce que le courant de sortie est $10\ \text{V}$ divisé par $2\ \Omega$, soit $5\ \text{A}$. Quand $5\ \text{A}$ traversent la résistance interne de $1\ \Omega$ cela produit une chute de tension interne de $5\ \text{V}$. C'est pourquoi la tension de sortie est seulement la moitié de sa valeur idéale, l'autre moitié se trouvant sur la résistance interne.

La figure 1.2b montre la courbe de la tension de sortie en fonction de la résistance de charge. Dans ce cas, la tension de sortie est proche de la valeur idéale si la résistance de charge est beaucoup plus grande que la résistance interne. Mais que veut dire *beaucoup plus grande* ? Quand peut-on négliger la résistance interne de la source ?

Figure 1.2

(a) Deuxième approximation : présence de la résistance de source ;
(b) tension de sortie constante pour les grandes résistances de charge.



1.3.2 Source de tension constante

Une nouvelle définition va maintenant nous être utile : inventons-la. On peut négliger la résistance interne de la source quand elle est 100 fois plus petite que la résistance de charge R_L . Toute source qui satisfait à cette condition est une **source de tension constante** :

$$R_S < 0,01 R_L \quad (1.1)$$

Cette relation définit ce que veut dire une **source de tension constante**. La frontière de l'inégalité (là où $<$ se transforme en $=$) donne l'équation suivante :

$$R_S = 0,01 R_L$$

Elle donne la résistance de charge minimale utilisable pour obtenir une source de tension constante :

$$R_{L(\min)} = 100 R_S \quad (1.2)$$

La résistance de charge minimale est égale à 100 fois la résistance interne de la source.

L'équation (1.2) est une relation. On part de la définition d'une source de tension constante et on la transforme pour obtenir la charge minimale donnant une tension constante. Tant que la valeur de la résistance de charge est supérieure à la limite $100 R_S$, la source est à tension constante. Si cette limite est atteinte, l'erreur de calcul faite en négligeant la résistance interne de la source est de 1 %. La tension calculée est alors supérieure de 1 % à la tension évaluée avec la deuxième approximation.

La figure 1.3 visualise grossièrement une source à tension constante. La résistance de charge doit être supérieure à $100 R_S$ pour que la tension ne change pas.

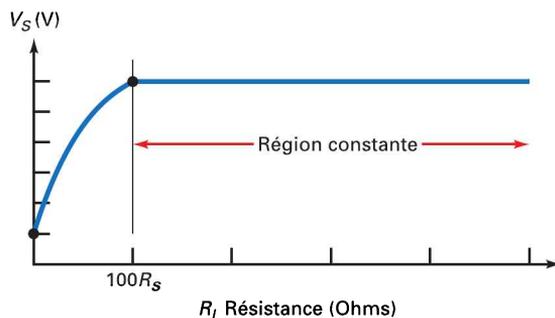


Figure 1.3
La zone de tension constante est obtenue pour des résistances de charge suffisantes.

Question 1.1

La définition de source à tension constante s'applique aussi bien aux sources continues (sources DC) qu'aux sources alternatives (sources AC). Soit une source de tension AC de résistance interne 50Ω . Pour quelle charge est-elle une source idéale ?

Réponse Pour obtenir la valeur minimale, on multiplie par 100 :

$$R_L = 100 R_S = 100(50 \Omega) = 5 \text{ k}\Omega$$

Tant que la résistance de charge est supérieure à $5 \text{ k}\Omega$, on peut négliger la résistance interne de la source qui est alors considérée comme idéale.

Un dernier point : ceci est valable uniquement aux basses fréquences. Les hautes fréquences introduisent des effets supplémentaires tels que les inductances des conducteurs et les capacités parasites. Ces phénomènes seront envisagés dans les chapitres ultérieurs.

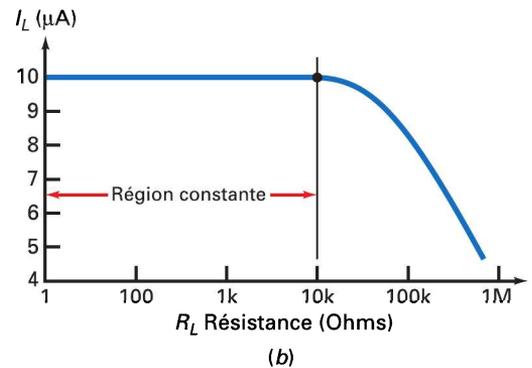
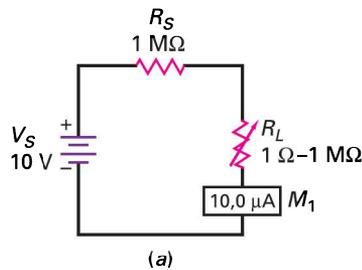
1.1 Avez-vous compris ? Si la source de tension de la question précédente était de 600Ω , pour quelle valeur de la résistance de charge la tension serait-elle constante ?

1.4 Sources de courant

Une source de tension DC fournit la même tension continue pour différentes valeurs de la charge. Une *source de courant DC* donne le même courant continu pour différentes valeurs de la charge. Un exemple est une batterie avec une grande résistance interne (figure 1.4a). Dans ce circuit, la résistance de source est $1 \text{ M}\Omega$ et le courant dans la charge est :

$$I_L = \frac{V_S}{R_S + R_L}$$

Figure 1.4
(a) Simulation d'une source de courant avec une source de tension continue et une grande résistance ;
(b) le courant de sortie est constant pour de faibles résistances de charge.



Comme R_L vaut 1Ω dans l'exemple, le courant de sortie est :

$$I_L = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ M}\Omega + 1 \Omega} = 10 \mu\text{A}$$

Dans ce calcul, la faible résistance de charge a un effet négligeable sur le courant de sortie.

La figure 1.4b illustre l'effet d'une variation de la résistance de charge entre 1Ω et $1 \text{ M}\Omega$. Le courant de sortie reste égal à $10 \mu\text{A}$ sur une grande gamme de valeurs, c'est seulement quand la résistance de charge est supérieure à $10 \text{ k}\Omega$ qu'une diminution du courant intervient.

Bon à Savoir

Aux sorties d'une source de courant constant, la tension de charge V_L augmente de manière directement proportionnelle à la résistance de charge.

1.4.1 Source de courant constant

Voici une autre définition qui sera utile, spécialement pour les circuits à semi-conducteurs. Nous négligerons la résistance interne de la source quand elle sera au moins 100 fois plus grande que la résistance de charge. Toute source qui vérifie la condition suivante est une **source de courant constant** :

$$R_S > 100 R_L \quad (1.3)$$

La valeur supérieure est la plus défavorable. Dans ce cas :

$$R_S = 100 R_L$$

En résolvant pour obtenir la résistance de charge, on a une source de courant constant pour :

$$R_{L(\max)} = 0,01 R_S \quad (1.4)$$

La résistance de charge maximale est égale au centième de la résistance de source.

L'équation (1.4) est une relation, car en partant de la définition de la source de courant constant, on en a déduit la valeur maximale de la résistance de charge. Quand la charge est égale à cette limite, l'erreur est de 1 %, suffisamment faible pour être admise en deuxième approximation.

La figure 1.5 montre la zone de courant constant tant que la charge est inférieure à $0,01R_S$.

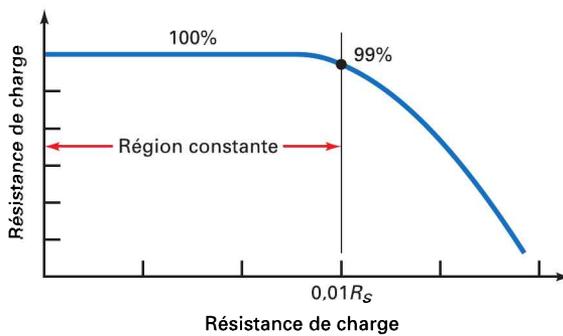


Figure 1.5
Zone de courant constant pour une résistance suffisamment faible.

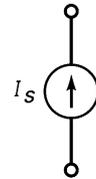
1.4.2 Symboles graphiques

La figure 1.6a donne le symbole d'une source de courant idéale. Elle n'existe pas concrètement, mais seulement mathématiquement. Cependant, on peut l'utiliser pour l'analyse rapide des circuits et pour le dépannage.

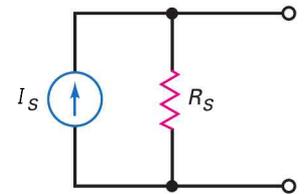
La figure 1.6a est une définition visuelle : c'est le symbole d'une source de courant. Ce symbole signifie que le composant produit un courant constant I_S . On peut imaginer qu'une source de courant est comme une pompe qui enverrait un nombre fixe de coulombs par seconde. C'est pourquoi on entend souvent l'expression « la source de courant injecte 5 mA dans la résistance de charge de 1 k Ω ».

La figure 1.6b illustre la deuxième approximation. La résistance interne est en parallèle avec la source de courant idéale et non en série avec la source comme c'était le cas pour la source de tension. Nous verrons plus loin dans ce chapitre le théorème de Norton. On découvrira que la résistance interne doit être en parallèle avec la source.

L'encart *À retenir* 1.1 va nous aider à comprendre les différences entre source de tension et source de courant.



(a)



(b)

Figure 1.6
(a) Symbole d'une source de courant ;
(b) source de courant en deuxième approximation.

À RETENIR 1.1 – Propriétés de la source de tension et de la source de courant

Quantité	Source de tension	Source de courant
R_s	Typiquement faible	Typiquement grande
R_L	Plus grande que $100 R_s$	Plus petite que $0,01 R_s$
V_L	Constante	Dépend de R_L
I_L	Dépend de R_L	Constant

Question 1.2

Une source de courant de 2 mA a une résistance interne de 10 M Ω . Dans quelle gamme de résistance de charge le courant est-il constant ?

Réponse C'est une source de courant, la résistance de charge doit être petite devant la résistance interne de la source. En appliquant la règle du rapport 100/1, la plus grande résistance possible est :

$$R_{L(\max)} = 0,01(10 \text{ M}\Omega) = 100 \text{ k}\Omega$$

Le domaine de validité de l'approximation de la source de courant constant va de 0 à 100 k Ω (la source est constante dans cette gamme).

La figure 1.7 résume cette réponse. En 1.7a, la source de courant idéal est en parallèle avec 10 M Ω et 1 Ω . L'ampèremètre indique un courant de 2 mA. Quand la charge passe de 1 Ω à 1 M Ω comme en 1.7b, la source reste stable jusqu'à 100 k Ω . À cette valeur, le courant de sortie est inférieur de 1 % à sa valeur nominale. Autrement dit, 99 % du courant de la source passe dans la charge. Le 1 % restant traverse la résistance de la source. Si la résistance de charge continue à augmenter, le courant de sortie continue à diminuer.

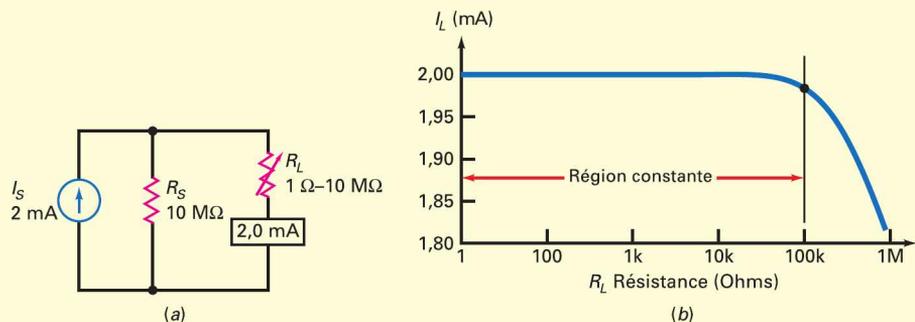


Figure 1.7

1.2 Avez-vous compris ? D'après la figure 1.7a, quelle est la tension de sortie lorsque la résistance de charge vaut 10 k Ω ?

Question 1.3

Quand nous étudierons les montages à transistors, nous assimilerons un transistor à une source de courant. Dans un circuit bien conçu, le transistor se comportera comme une source constante ; nous pourrions négliger sa résistance interne et calculer la tension sur la charge. Par exemple, si un transistor injecte 2 mA à travers une résistance de charge de 10 k Ω , la tension de sortie est 20 V.

1.5 Le théorème de Thévenin

De temps en temps, quelqu'un effectue une percée technologique et fait progresser tout le monde. M.L. Thévenin, ingénieur français, a effectué l'un de ces sauts qualitatifs quand il a démontré le théorème sur les circuits qui porte son nom : le *théorème de Thévenin*.

1.5.1 Définitions de la tension et de la résistance de Thévenin

Un **théorème** est une affirmation que l'on peut démontrer mathématiquement, ce n'est ni une définition, ni une loi. Nous dirons qu'il s'agit d'une relation. Rappelons les principes acquis dans les cours précédents. Sur la figure 1.8a, la **tension de Thévenin** V_{TH} est la tension sur les bornes de sortie lorsqu'on enlève la charge. Pour cela, la tension de Thévenin est parfois appelée la *tension circuit ouvert* :

$$V_{TH} = V_{CO} \quad (1.5)$$

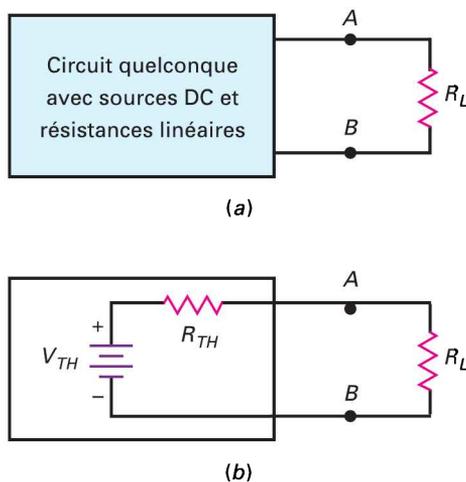


Figure 1.8
(a) Boîte noire contenant un circuit linéaire ;
(b) circuit de Thévenin.

La **résistance de Thévenin** est la résistance mesurée par un ohmmètre branché sur la sortie quand toutes les sources sont annulées et la résistance de charge enlevée. Sa définition est :

$$R_{TH} = R_{CO} \quad (1.6)$$

Avec ces définitions, Thévenin a pu démontrer son fameux théorème.

Il y a une astuce pour déterminer la résistance de Thévenin. Réduire une source à zéro se fait de façon différente pour une source de tension ou de courant. Pour annuler une source de tension, on la remplace par un court-circuit car c'est la seule façon de garantir une tension nulle quand un courant traverse la source. Pour annuler une source de courant, on la remplace par un circuit ouvert car c'est la seule manière de garantir un courant nul quand on place une tension sur la source. En résumé :

Annuler une source de tension, c'est la remplacer par un court-circuit.

Annuler une source de courant, c'est la remplacer par un circuit ouvert.

1.5.2 Conséquences

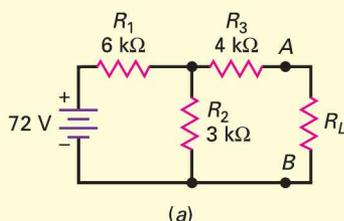
Que dit le théorème de Thévenin ? Observons la figure 1.8a. La boîte noire contient un circuit quelconque comprenant des sources continues et des résistances linéaires (une *résistance linéaire* ne varie pas avec la tension appliquée). Thévenin a prouvé qu'en dépit de la complexité du circuit dans la boîte noire, le courant de sortie est le même que celui obtenu avec le circuit simple représenté figure 1.8b.

Par conséquent :

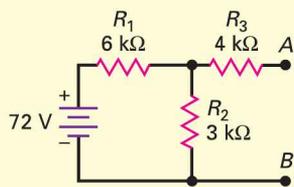
$$I_L = \frac{V_{TH}}{R_{TH} + R_L} \quad (1.7)$$

Laissons l'idée s'assimiler. Le théorème de Thévenin est un outil puissant, les ingénieurs et les techniciens l'utilisent constamment. L'électronique ne serait pas ce qu'elle est actuellement sans ce théorème. Non seulement il simplifie les calculs, mais il nous permet d'expliquer le fonctionnement des circuits alors que ce serait impossible avec les seules équations de Kirchhoff.

III Multisim



(a)



(b)

Question 1.4

Quelles sont la tension et la résistance de Thévenin du circuit de la figure 1.9a ?

Réponse D'abord, calculons la tension de Thévenin. Pour cela il faut enlever la résistance de charge du circuit comme le montre la figure 1.9b. Dans ces conditions, 8 mA traversent les résistances de 6 kΩ et 3 kΩ placées en série ; donc une tension de 24 V apparaît aux bornes de la résistance de 3 kΩ. Comme aucun courant ne passe dans la résistance de 4 kΩ, une tension de 24 V existe entre A et B. De ce fait :

$$V_{TH} = 24 \text{ V}$$

Ensuite, trouvons la résistance de Thévenin. Annuler la source revient à la remplacer par un court-circuit (figure 1.9c). Un ohmmètre connecté entre A et B mesure dans ces conditions la résistance de 4 kΩ en série avec les résistances de 3 kΩ et 6 kΩ en parallèle. On peut écrire :

$$R_{TH} = 4 \text{ k}\Omega + \frac{3 \text{ k}\Omega \times 6 \text{ k}\Omega}{3 \text{ k}\Omega + 6 \text{ k}\Omega} = 6 \text{ k}\Omega$$

Figure 1.9

(a) Circuit de départ ;

(b) circuit ouvert pour trouver V_{TH} ;

Une nouvelle définition est nécessaire, les connexions en parallèle sont tellement fréquentes en électronique que presque tout le monde emploie une notation raccourcie. À partir de maintenant, nous utiliserons la notation suivante :

||: « en parallèle avec »

Chaque fois que deux barres verticales apparaissent dans une équation, cela signifie *en parallèle avec*. Dans la pratique, vous pouvez écrire l'équation précédente de la façon suivante :

$$R_{TH} = 4 \text{ k}\Omega + (3 \text{ k}\Omega \parallel 6 \text{ k}\Omega) = 6 \text{ k}\Omega$$

La plupart des ingénieurs et techniciens savent que les barres verticales veulent dire *en parallèle avec*. Donc, ils effectuent automatiquement le produit sur la somme pour calculer la résistance équivalente aux résistances de 3 k Ω et 6 k Ω .

La figure 1.10 illustre le circuit de Thévenin avec la résistance de charge. Il est beaucoup plus simple que le circuit original (figure 1.9a). Vous rendez-vous compte comme il est plus facile de calculer le courant de sortie pour différentes valeurs de la charge ? Sinon, la question suivante va vous convaincre.

1.4 Avez-vous compris ? Quels sont les courants dans la charge pour les valeurs suivantes de R_L : 2 k Ω ; 6 k Ω ; 18 k Ω ?

Question 1.5

Une *maquette* est un circuit, réalisé généralement sans soudure et sans implémentation définitive, ayant pour but de prouver la faisabilité d'un projet. Soit le circuit de la figure 1.11a, comment allez-vous mesurer la tension et la résistance de Thévenin ?

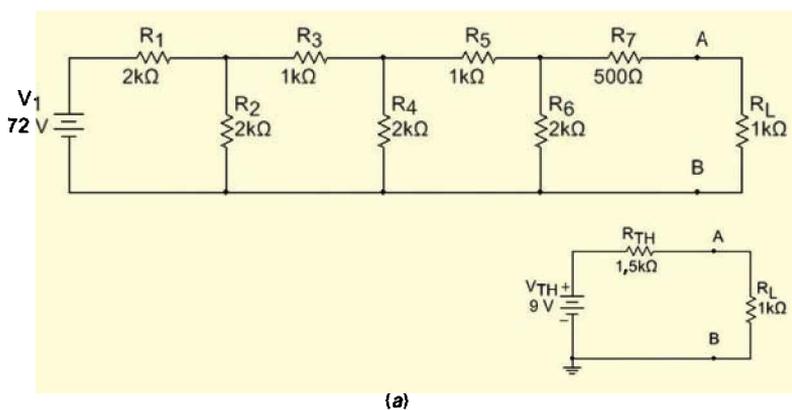


Figure 1.11
(a) Circuit réel.

Réponse Commencez par remplacer la résistance de charge par un multimètre comme l'indique la figure 1.11b. Sur la position « mesure de tension », il indique 9 V, c'est la tension de Thévenin. Ensuite, remplacez la source par un court-circuit (figure 1.11c). Le multimètre en position ohmmètre indique 1,5 k Ω , c'est la résistance de Thévenin.

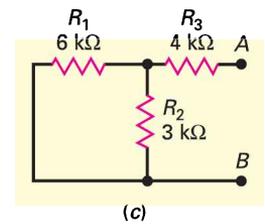


Figure 1.9
(c) annuler la source
donne R_{TH} .

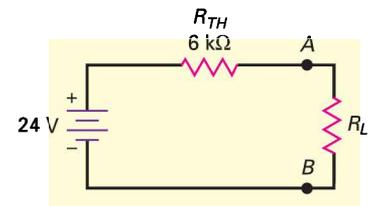
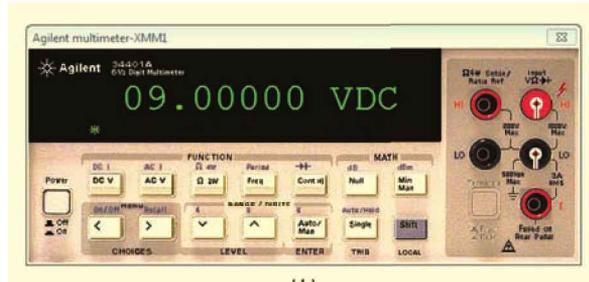
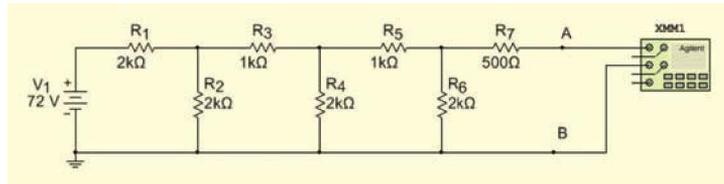
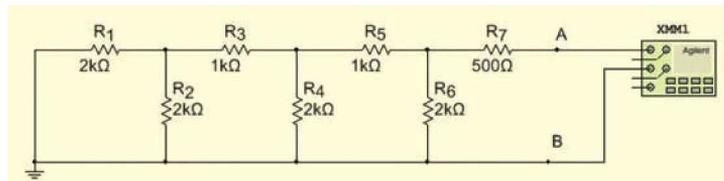


Figure 1.10
Le circuit de Thévenin
pour le montage
de la fig. 1.9a.

III Multisim



(b)



(c)

Figure 1.11
 (b) Mesure de la tension de Thévenin ;
 (c) mesure de la résistance de Thévenin.

Peut-on faire des erreurs expérimentales lors de la mesure précédente ? Oui, il faut absolument vérifier l'impédance d'entrée du voltmètre utilisé pour la mesure de la tension. En effet, cette impédance se retrouve branchée sur la sortie du montage, un faible courant traverse l'appareil de mesure. Par exemple, si on utilise un multimètre à cadran, la valeur classique de sa sensibilité est de $20\text{ k}\Omega$ par volt. Sur l'échelle 10 V , l'appareil présente une résistance d'entrée de $200\text{ k}\Omega$. C'est un peu faible et sa présence fait baisser la tension de sortie de 9 V à $8,93\text{ V}$.

L'impédance du voltmètre doit être au moins 100 fois plus grande que la résistance de Thévenin. Dans ce cas l'erreur de mesure est inférieure à 1% . Pour éliminer cette erreur, il faut utiliser un multimètre numérique à transistors à effet de champ au lieu d'un multimètre à cadran. L'impédance d'entrée de cet appareil est au moins $10\text{ M}\Omega$, ce qui élimine l'erreur précédente. Une erreur de charge peut aussi se produire quand on fait des mesures avec un oscilloscope. C'est pourquoi une sonde $\times 10$ doit être utilisée pour les circuits haute impédance.

1.6 Le théorème de Norton

Rappelons les principes suivants au sujet du théorème de Norton. Sur la figure 1.12a, le courant de Norton I_N est le courant de sortie quand la charge est court-circuitée. Par conséquent, le **courant de Norton** est parfois nommé le *courant de court-circuit* I_{CC} :

$$I_N = I_{CC} \quad (1.8)$$

La **résistance de Norton** est la résistance mesurée par un ohmmètre branché à la sortie quand toutes les sources sont annulées et que la résistance de charge est débranchée :

$$R_N = R_{CO} \quad (1.9)$$

Comme la résistance de Thévenin est aussi égale à R_{CO} , on peut écrire :

$$R_N = R_{TH} \quad (1.10)$$

Cette relation montre que la résistance de Thévenin est égale à la résistance de Norton. Si on a trouvé une résistance de Thévenin de $10 \text{ k}\Omega$, on peut immédiatement savoir que la résistance de Norton est égale à $10 \text{ k}\Omega$.

1.6.1 Concept fondamental

Qu'est-ce que le théorème de Norton ? Observons la figure 1.12a. La boîte noire peut contenir un circuit quelconque avec des sources DC et des résistances linéaires. Norton a montré que le circuit contenu dans la boîte noire donne la même tension de sortie que le circuit élémentaire de la figure 1.12b. Par conséquent, le théorème de Norton s'écrit :

$$V_L = I_N (R_N \parallel R_L) \quad (1.11)$$

La tension de sortie est égale au courant de Norton multiplié par la résistance de Norton en parallèle avec la résistance de charge.

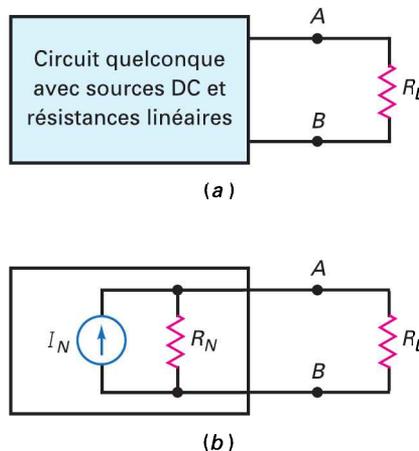


Figure 1.12
(a) Boîte noire contenant un circuit linéaire ;
(b) circuit équivalent de Norton.

Précédemment, nous avons vu que la résistance de Norton est égale à la résistance de Thévenin. Mais notons la différence de position des résistances : la résistance de Thévenin est toujours en série avec la source de tension, la résistance de Norton est toujours en parallèle avec la source de courant.

Bon à Savoir

Les théorèmes de Thévenin et de Norton s'appliquent également aux circuits comportant des inductances, des capacitances et des résistances, alimentés par des sources de tension ou de courant alternatif. La résistance de Thévenin R_{TH} devient alors une impédance de Thévenin Z_{TH} et la résistance de Norton R_N une impédance de Norton Z_N . Ces impédances sont exprimées sous la forme de nombres complexes.

Remarque : si nous utilisons un flux d'électrons, n'oublions pas ceci. Dans l'industrie, la flèche à l'intérieur du générateur de courant est presque toujours dans la direction du courant conventionnel. Une source de courant dessinée avec une flèche en pointillé constitue l'exception. Dans ce cas, la source pousse les électrons dans la direction de la flèche discontinue.

1.6.2 Conséquences

Le théorème de Norton peut être trouvé à l'aide du **principe de dualité**. Celui-ci stipule que chaque théorème sur les circuits électriques possède son *dual* (opposé) dans lequel on remplace les grandeurs originelles par les quantités duales. Voici une brève liste de quantités duales :

Tension	↔	Courant
Source de tension	↔	Source de courant
Série	↔	Parallèle
Résistance série	↔	Résistance parallèle

La figure 1.13 résume le principe de dualité appliqué aux circuits de Thévenin et Norton. Cela signifie que l'on peut utiliser l'un ou l'autre dans les calculs. Comme nous le verrons plus tard, les deux circuits équivalents sont utiles. Parfois il est plus simple d'utiliser Thévenin, d'autres fois Norton. Cela dépend de la spécificité du problème.

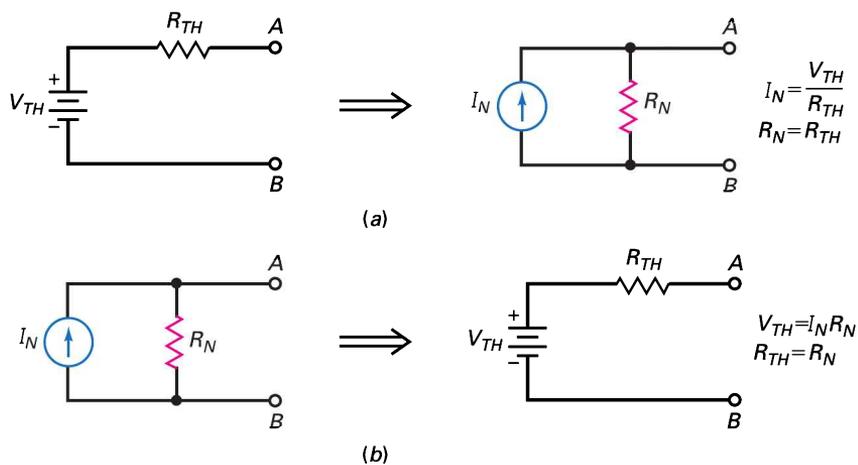


Figure 1.13
Principe de dualité : le théorème de Thévenin sous-entend le théorème de Norton et réciproquement.
(a) Conversion Thévenin → Norton ;
(b) Conversion Norton → Thévenin.

L'encart *À retenir* 1.2 résume les étapes nécessaires pour déterminer les grandeurs de Thévenin et de Norton.

À RETENIR 1.2 – Méthode de Thévenin et méthode de Norton

Processus	Thévenin	Norton
Étape 1	Ouvrir la résistance de charge	Court-circuiter la résistance de charge
Étape 2	Calculer ou mesurer la tension du circuit ouvert. C'est la tension de Thévenin.	Calculer ou mesurer le courant de court-circuit. C'est le courant de Norton.
Étape 3	Court-circuiter les sources de tension et ouvrir les sources de courant.	Court-circuiter, les sources de tension, ouvrir les sources de courant et ouvrir la résistance de charge.
Étape 4	Calculer ou mesurer la résistance du circuit ouvert. C'est la résistance de Thévenin	Calculer ou mesurer la résistance du circuit ouvert. C'est la résistance de Norton.

1.6.3 Rapports entre les circuits de Thévenin et de Norton

Nous savons déjà que les résistances de Thévenin et de Norton ont des valeurs égales, mais des positions différentes.

Nous pouvons en déduire deux autres relations. La figure 1.13a montre la conversion d'un circuit de Thévenin quelconque en circuit de Norton. C'est facile : en court-circuitant la sortie du circuit de Thévenin, nous obtenons le courant de Norton :

$$I_N = \frac{V_{TH}}{R_{TH}} \quad (1.12)$$

Cette relation montre que le courant de Norton est égal à la tension de Thévenin divisée par la résistance de Thévenin.

De même, nous pouvons transformer n'importe quel circuit de Norton en circuit de Thévenin.

Sur la figure 1.13b, la tension de circuit ouvert est :

$$V_{TH} = I_N R_N \quad (1.13)$$

Cette relation montre que la tension de Thévenin est égale au courant de Norton multiplié par la résistance de Norton.

La figure 1.13 résume les équations de conversion de chaque circuit.

Question 1.6

Supposons que nous ayons réduit un circuit complexe en un circuit équivalent de Thévenin (figure 1.14a). Comment le convertir en un circuit de Norton ?

Réponse L'équation (1.12) donne :

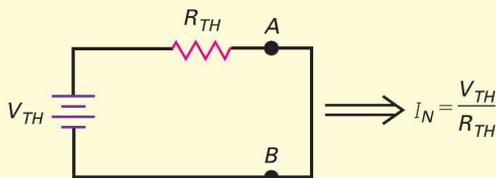
$$I_N = \frac{10 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

La figure 1.14c représente le circuit équivalent de Norton.

La plupart des ingénieurs et techniciens oublient l'équation (1.12) après leurs études. Mais ils se souviennent toujours de la loi d'Ohm. Voici comment ils font : imaginons un court-circuit placé en sortie du circuit de la figure 1.14a, le courant qui le traverse est égal au courant de Norton :

$$I_N = \frac{10 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

La loi d'Ohm appliquée au circuit équivalent de Thévenin donne le même résultat (figure 1.15). Cette astuce permet de calculer le courant de Norton donné par un circuit de Thévenin.



1.6 Avez-vous compris ? Déterminer le courant de Norton si la résistance de Thévenin de la figure 1.14a est de 5 kV.

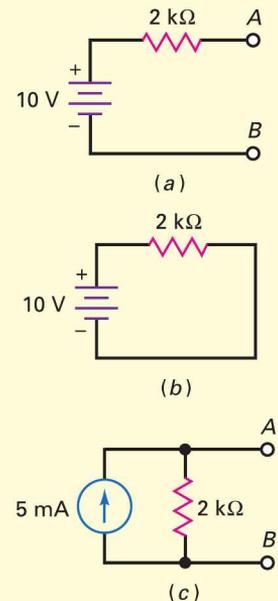


Figure 1.14
Calcul du courant de Norton.

Figure 1.15
Aide pour la mémorisation du courant de Norton.

1.7 Dépannage

Dépanner signifie trouver pourquoi un circuit ne réalise pas ce qu'il doit faire. Les problèmes les plus courants viennent des courts-circuits et des circuits ouverts. Les composants tels que les transistors deviennent souvent des courts-circuits ou des circuits ouverts. Une cause de destruction d'un transistor est l'excès de puissance dissipée.

Les résistances peuvent devenir des circuits ouverts par dissipation excessive de puissance. Mais on peut court-circuiter une résistance de la façon suivante. Pendant la réalisation finale d'un circuit imprimé, une goutte de soudure indésirable peut relier deux pistes conductrices voisines. Connue sous le nom de **pont de soudure**, cela court-circuite tous les composants reliant les deux lignes. D'autre part, une mauvaise soudure ne fait aucune connexion. C'est une **soudure froide**, elle met le composant en circuit ouvert.

Entre le circuit ouvert et le court-circuit, tout est possible. Par exemple, l'application temporaire d'un excès de chaleur sur une résistance peut modifier définitivement sa valeur de quelques pour cent. Si sa valeur est critique, le circuit peut ne plus fonctionner correctement après ce choc thermique.

Et maintenant voici le cauchemar du dépanneur : le défaut intermittent. Cette sorte de défaut est très difficile à isoler car il apparaît et disparaît. Il peut provenir d'une soudure froide qui alternativement réalise et coupe le contact, d'un mauvais câble de liaison, ou de tout autre défaut similaire qui entraîne un fonctionnement aléatoire.

1.7.1 Le circuit ouvert

Il faut retenir les deux propriétés suivantes :

- Le courant qui traverse un circuit ouvert est toujours nul.
- La tension aux bornes d'un circuit ouvert est indéterminée.

La première affirmation est vraie car la résistance d'un circuit ouvert est infinie. La loi d'Ohm vérifie la seconde affirmation :

$$V = IR = (0)(\infty)$$

Dans cette équation, « zéro fois l'infini » est indéterminé. La tension est imposée par le reste du circuit.

1.7.2 Le court-circuit

Un court-circuit est exactement l'inverse. Il faut retenir les deux propriétés suivantes :

- La tension aux bornes d'un court-circuit est toujours nulle.
- Le courant qui traverse un court-circuit est indéterminé.

La première affirmation est vraie car la résistance d'un court-circuit est nulle. La loi d'Ohm donne la preuve de la seconde affirmation :

$$I = \frac{V}{R} = \frac{0}{0}$$

« Zéro divisé par zéro » est mathématiquement sans signification. Le courant est donc imposé par le reste du circuit.

1.7.3 Mode opératoire

Normalement, on mesure les tensions par rapport à la masse. À partir des mesures et de la connaissance des bases de l'électricité, on doit détecter les défauts. Après avoir isolé le composant le plus suspect, on le dessoude ou le débranche et on utilise l'ohmmètre ou tout autre appareil pour confirmer.

1.7.4 Les valeurs nominales

La figure 1.16 illustre un diviseur de tension constitué par les deux résistances R_1 et R_2 et chargé par R_3 en série avec R_4 . Avant de dépanner ce circuit, on doit déterminer les valeurs normales des tensions. La première chose à faire est de déterminer V_A (tension entre A et la masse) et V_B (tension entre B et la masse). R_1 et R_2 étant beaucoup plus faibles que R_3 et R_4 ($10\ \Omega$ devant $100\ \text{k}\Omega$), la tension en A est approximativement +6 V. De plus, R_3 étant égale à R_4 , la tension en B est de l'ordre de +3 V. Si le circuit est sans problème, on doit mesurer +6 V entre A et la masse et +3 V entre B et la masse. Ce sont les données d'entrée de l'encart *À retenir* 1.3.

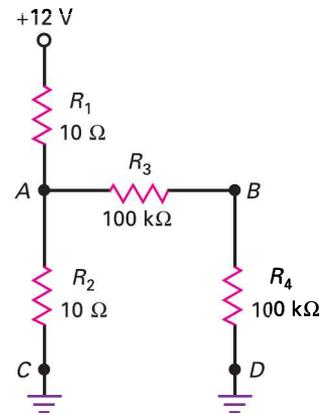


Figure 1.16
Diviseur de tension chargé utilisé dans la description du dépannage.

À RETENIR 1.3 – Défauts et indications

Défauts	V_A	V_B
Circuit OK	6 V	3 V
R_1 coupée	0 V	0 V
R_2 coupée	12 V	6 V
R_3 coupée	6 V	0
R_4 coupée	6 V	6 V
C débranché	12 V	6 V
D débranché	6 V	6 V
R_1 en court-circuit	12 V	6 V
R_2 en court-circuit	0 V	0 V
R_3 en court-circuit	6 V	6 V
R_4 en court-circuit	6 V	0

1.7.5 R_1 coupée

Quand R_1 est en circuit ouvert, qu'arrive-t-il aux tensions ? Aucun courant ne peut traverser R_1 , aucun courant ne passe à travers R_2 . La loi d'Ohm indique que la tension aux bornes de R_2 est nulle. De ce fait, $V_A = 0$ et $V_B = 0$ comme l'indique l'encart *À retenir* 1.3 pour la ligne R_1 coupée.

1.7.6 R_2 coupée

Quand R_2 est en circuit ouvert, qu'arrive-t-il aux tensions ? Aucun courant ne peut traverser R_2 , la tension en A atteint celle de l'alimentation. Puisque R_1 est beaucoup plus faible que R_3 et R_4 , la tension en A est environ 12 V. R_3 et R_4 sont égales et la tension en B est 6 V. C'est pourquoi $V_A = 12$ V et $V_B = 6$ V, comme le montre l'encart *À retenir* 1.3 pour une résistance R_2 coupée.

1.7.7 Autres défauts

Si C est ouvert, il n'y a pas de courant dans R_2 . Cela est équivalent à la résistance R_2 coupée et entraîne $V_A = 12$ V et $V_B = 6$ V. Vous pouvez faire les calculs pour toutes les lignes l'encart *À retenir* 1.3 en vous efforçant de bien comprendre pourquoi chaque tension existe pour un défaut donné.

Question 1.7

Sur la figure 1.16, on a $V_A = 0$ et $V_B = 0$. Quel est le défaut ?

Réponse Comme on peut le voir dans l'encart *À retenir* 1.3, deux défauts sont possibles : R_1 coupée ou R_2 court-circuitée. Tous deux entraînent une tension nulle en A et B. Pour isoler le défaut, on peut débrancher R_1 et la mesurer. Si elle est en circuit ouvert, le problème vient de R_1 , sinon il vient de R_2 .

1.7 Avez-vous compris ? Quel est le défaut quand on mesure $V_A = 12$ V et $V_B = 6$ V dans le montage de la figure 1.16 ?

Réviser

Résumé

1.1 Les trois types de formules

Une *définition* est une formule inventée pour un nouveau concept. Une *loi* est l'expression d'une relation naturelle. Une *relation* est une formule déduite par les mathématiques.

1.2 Approximations

Les approximations sont largement utilisées dans l'industrie. La première approximation est très utile pour le dépannage. L'approximation du deuxième ordre est employée pour les calculs préliminaires d'un circuit. Les approximations plus fines nécessitent l'emploi d'ordinateurs.

1.3 Sources de tension

Une source de tension idéale n'a pas de résistance interne. En deuxième approximation, elle possède une résistance en série avec la source. Une source de tension constante est celle qui présente une résistance interne inférieure au centième de la résistance de charge.

1.4 Sources de courant

Une source de courant idéale a une résistance interne infinie. En deuxième approximation, elle possède une résistance importante en parallèle avec la source. Une *source de courant constant* présente une résistance interne qui est au moins 100 fois plus grande que la résistance de charge.

1.5 Le théorème de Thévenin

La *tension de Thévenin* est la tension en circuit ouvert. La *résistance de Thévenin* est la résistance mesurée sur la sortie ouverte quand toutes les sources ont été annulées. Thévenin a démontré que pour un circuit quelconque constitué de sources et de résistances linéaires, le courant délivré sur la charge est le même que celui du circuit équivalent.

1.6 Le théorème de Norton

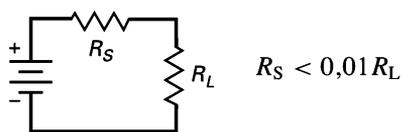
La résistance de Norton est égale à la résistance de Thévenin. Le courant de Norton est le courant délivré quand la charge est court-circuitée. Norton a prouvé que pour un circuit constitué de sources et de résistances linéaires, la tension sur la charge est la même que celle fournie par le circuit équivalent. Le courant de Norton est égal à la tension de Thévenin divisée par la résistance de Thévenin.

1.7 Dépannage

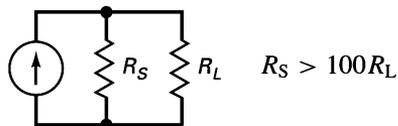
Les défauts les plus fréquents sont le court-circuit, le circuit ouvert et les défauts intermittents. Un court-circuit présente toujours une tension nulle à ses bornes et le courant qui le traverse dépend du reste du circuit. Aucun courant ne passe dans un circuit ouvert et la tension à ses bornes est déterminée par le reste du circuit. Un défaut intermittent est un problème transitoire et répétitif qui demande une analyse patiente et logique pour être isolé.

Définitions

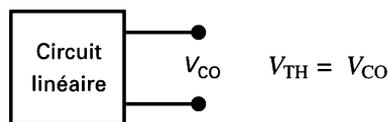
(1.1) Source de tension constante :



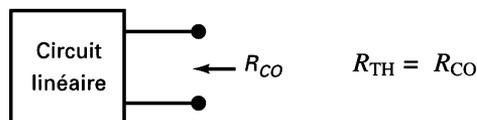
(1.3) Source de courant constant :



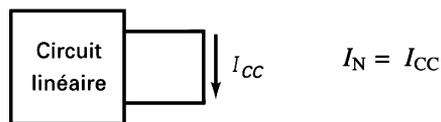
(1.5) Tension de Thévenin :



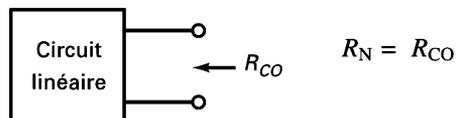
(1.6) Résistance de Thévenin :



(1.8) Courant de Norton :

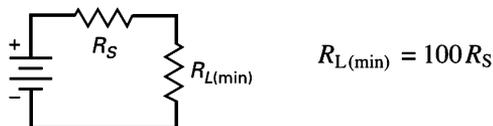


(1.9) Résistance de Norton :

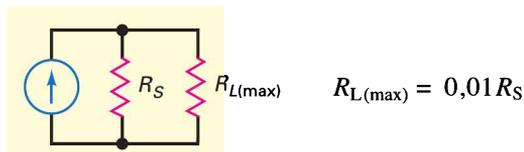


Relations

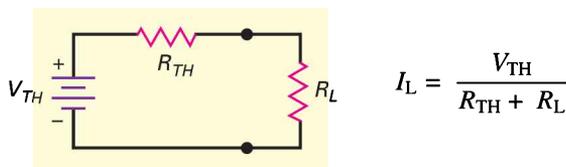
(1.2) Source de tension constante :



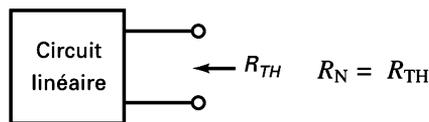
(1.4) Source de courant constant :



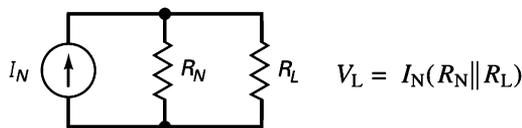
(1.7) Théorème de Thévenin :



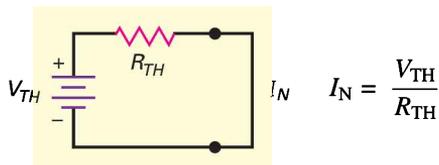
(1.10) Résistance de Norton :



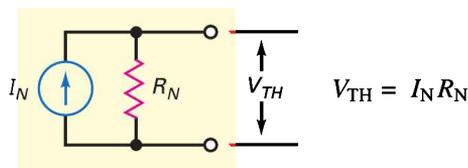
(1.11) Théorème de Norton :



(1.12) Courant de Norton :



(1.13) Tension de Thévenin :



S'entraîner

Auto-évaluation

1. Une source de tension idéale a :
 - a) une résistance interne nulle
 - b) une résistance interne infinie
 - c) une tension qui dépend de la charge
 - d) un courant qui dépend de la charge
2. Une source de tension réelle a :
 - a) une résistance interne nulle
 - b) une résistance interne infinie
 - c) une faible résistance interne
 - d) une grande résistance interne
3. Si la résistance de charge est $100\ \Omega$, la résistance interne de la source de tension constante est égale à :
 - a) moins de $1\ \Omega$
 - b) au moins $10\ \Omega$
 - c) plus de $10\ \text{k}\Omega$
 - d) moins de $10\ \text{k}\Omega$
4. Une source de courant idéale a :
 - a) une résistance interne nulle
 - b) une résistance interne infinie
 - c) une tension de sortie fonction de la charge
 - d) un courant fonction de la charge
5. Une source de courant réelle a :
 - a) une résistance interne nulle
 - b) une résistance interne infinie
 - c) une petite résistance interne
 - d) une grande résistance interne
6. Si la résistance de charge est $100\ \Omega$, la source de courant réelle a une résistance interne égale à :
 - a) moins de $1\ \Omega$
 - b) au moins $1\ \Omega$
 - c) moins de $10\ \text{k}\Omega$
 - d) plus de $10\ \text{k}\Omega$
7. La tension de Thévenin est la même que :
 - a) la tension sortie court-circuitée
 - b) la tension circuit ouvert
 - c) la tension de source idéale
 - d) la tension de Norton
8. La résistance de Thévenin a pour valeur :
 - a) la résistance de charge
 - b) la moitié de la résistance de charge
 - c) la résistance interne du circuit de Norton
 - d) la résistance circuit ouvert
9. Pour obtenir la tension de Thévenin, on doit :
 - a) court-circuiter la résistance de charge
 - b) ouvrir la résistance de charge
 - c) court-circuiter la source de tension
 - d) enlever la source de tension
10. Pour obtenir le courant de Norton, on doit :
 - a) court-circuiter la résistance de charge
 - b) ouvrir la résistance de charge
 - c) court-circuiter la source de tension
 - d) enlever la source de courant
11. Le courant de Norton est parfois nommé :
 - a) courant sortie court-circuitée
 - b) courant sortie ouverte
 - c) courant de Thévenin
 - d) tension de Thévenin
12. Un pont de soudure :
 - a) peut produire un court-circuit
 - b) entraîne un circuit ouvert
 - c) est utile dans certains circuits
 - d) possède toujours une grande résistance
13. Une soudure froide :
 - a) montre une bonne technique de soudure
 - b) provoque généralement un circuit ouvert
 - c) peut causer un problème intermittent
 - d) présente toujours une faible résistance
14. Une résistance coupée a :
 - a) un courant infini qui la traverse
 - b) une tension nulle à ses bornes
 - c) une tension infinie à ses bornes
 - d) un courant nul qui la traverse
15. Une résistance court-circuitée a :
 - a) un courant infini qui la traverse
 - b) une tension nulle à ses bornes
 - c) une tension infinie à ses bornes
 - d) un courant nul qui la traverse
16. Une source de tension idéale associée à une résistance interne est :
 - a) un cas idéal
 - b) une approximation du deuxième ordre
 - c) une approximation d'ordre supérieur
 - d) un modèle exact
17. Assimiler un fil de connexion à une résistance nulle est :
 - a) un cas idéal
 - b) une approximation du deuxième ordre
 - c) une approximation d'ordre supérieur
 - d) un modèle exact
18. La tension de sortie d'une source de tension idéale :
 - a) est nulle
 - b) est constante
 - c) dépend de la valeur de la résistance de charge
 - d) dépend de la résistance interne
19. Le courant de sortie d'une source de tension idéale :
 - a) est nul
 - b) est constant
 - c) dépend de la valeur de la résistance de charge
 - d) dépend de la résistance interne

20. Le théorème de Thévenin remplace le circuit complexe devant la charge par une :
- a) source de tension idéale en parallèle avec une résistance
 - b) source de courant idéale en parallèle avec une résistance
 - c) source de tension idéale en série avec une résistance
 - d) source de courant idéale en série avec une résistance
21. Le théorème de Norton remplace le circuit complexe devant la charge par une :
- a) source de tension idéale en parallèle avec une résistance
 - b) source de courant idéale en parallèle avec une résistance
 - c) source de tension idéale en série avec une résistance
 - d) source de courant idéale en série avec une résistance
22. Pour court-circuiter un composant on peut :
- a) faire une soudure froide
 - b) faire un pont de soudure
 - c) le déconnecter
 - d) le couper
23. Les relations sont :
- a) des découvertes
 - b) des inventions
 - c) déduites par les mathématiques
 - d) toujours appelées théorèmes

Exercices

1.3 Sources de tension

- 1.1 Soit une source de tension idéale de 12 V et une résistance interne de 0,1 Ω . Pour quelles valeurs de la résistance de charge la source sera-t-elle à tension constante ?
- 1.2 Une résistance de charge peut varier entre 270 Ω et 100 k Ω . Quelle peut être la plus grande résistance interne d'une source de tension constante ?
- 1.3 La résistance interne d'un générateur de tension est de 50 Ω . Pour quelles valeurs de résistance de charge la tension de sortie du générateur est-elle constante ?
- 1.4 Une batterie de voiture possède une résistance interne de 0,04 Ω . Pour quelle résistance de charge, la batterie est-elle à tension constante ?
- 1.5 La résistance interne d'une source de tension est de 0,05 Ω . Quelle est la chute de tension à ses bornes si le courant qui la traverse est de 2 A ?

- 1.6 Sur la figure 1.17, la tension de source idéale est égale à 9 V et la résistance interne est égale à 0,4 Ω . Si la charge est nulle, que vaut le courant de sortie ?

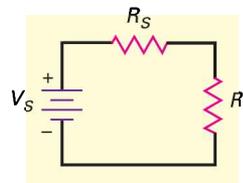


Figure 1.17

1.4 Sources de courant

- 1.7 Soit une source de courant idéale de 10 mA et une résistance interne de 10 M Ω . Pour quelles valeurs de la résistance de charge la source est-elle à courant constant ?
- 1.8 Une résistance de charge peut varier de 270 Ω à 100 Ω . Quelle est la résistance interne de la source à courant constant qui l'alimente ?
- 1.9 Une source de courant a une résistance interne de 100 Ω . Quelle est la plus grande valeur possible de la résistance de charge pour que la source soit à courant constant ?
- 1.10 Sur la figure 1.18, la source de courant idéale est égale à 20 mA et la résistance interne à 200 k Ω . Si la résistance de charge est nulle, quel est le courant qui la traverse ?
- 1.11 Sur la figure 1.18, le courant idéal est 5 mA et la résistance interne est 250 Ω . Si la résistance de charge est 10 k Ω , quel est le courant de sortie ? La source est-elle à courant constant ?

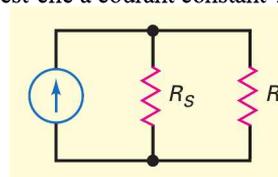


Figure 1.18

1.5 Le théorème de Thévenin

- 1.12 D'après la figure 1.19, quelle est la tension de Thévenin ? La résistance de Thévenin ?

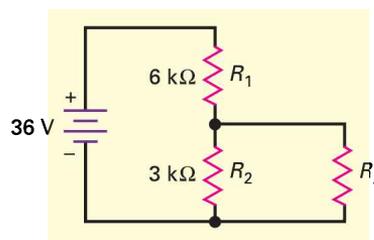


Figure 1.19

- 1.13** D'après la figure 1.19, en utilisant le théorème de Thévenin, calculer le courant de sortie pour chacune des résistances de charge suivantes : $0,1 \text{ k}\Omega$; $2 \text{ k}\Omega$; $3 \text{ k}\Omega$; $4 \text{ k}\Omega$; $5 \text{ k}\Omega$; $6 \text{ k}\Omega$.
- 1.14** D'après la figure 1.19, la tension de la source est devenue 18 V . Que deviennent la tension et la résistance de Thévenin ?
- 1.15** Sur la figure 1.19, toutes les résistances sont doublées. Que deviennent la tension et la résistance de Thévenin ?

1.6 Le théorème de Norton

- 1.16** Un circuit a une tension de Thévenin égale à 12 V et une résistance de Thévenin égale à $3 \text{ k}\Omega$. Quel est le circuit de Norton associé ?
- 1.17** Un circuit a un courant de Norton d'intensité 10 mA et une résistance de Norton égale à $10 \text{ k}\Omega$. Quel est le circuit de Thévenin associé ?
- 1.18** Quel est le circuit de Norton que l'on peut déduire de la figure 1.19 ?

1.7 Dépannage

- 1.19** Sur la figure 1.19, on suppose une tension de sortie de 36 V . Quel est le défaut de R_1 ?
- 1.20** Sur la figure 1.19, la tension de sortie est nulle, la pile et les résistances sont bonnes. Donnez deux défauts possibles.
- 1.21** Sur la figure 1.19, la tension de sortie est nulle, toutes les résistances sont bonnes. Où se trouve le défaut ?
- 1.22** Sur la figure 1.19, R_L est remplacée par un voltmètre pour mesurer la tension à travers R_2 . Quelle valeur la résistance en entrée doit-elle avoir pour éviter une surcharge ?

Approfondissement

- 1.23** Soit une source temporairement court-circuitée. Sa tension de sortie idéale est 12 V et le courant de court-circuit 150 A . Quelle est sa résistance interne ?
- 1.24** D'après la figure 1.17, la tension idéale est 10 V et la résistance de charge 75Ω . Si la tension de sortie est 9 V , quelle est la valeur de la résistance interne ?
- 1.25** Quelqu'un vous donne une boîte noire avec une résistance de $2 \text{ k}\Omega$ connectée à ses bornes de sortie. Comment pouvez-vous mesurer la tension de Thévenin ?
- 1.26** La boîte noire de l'exercice 1.25 possède un bouton qui permet d'annuler toutes les sources internes

de courant et de tension. Comment pouvez-vous mesurer la résistance de Thévenin ?

- 1.27** Faites l'exercice 1.13 puis trouvez la solution sans utiliser le théorème de Thévenin. Ensuite commentez ce que vous avez appris sur le théorème de Thévenin.
- 1.28** Dans un laboratoire vous regardez un circuit identique à celui de la figure 1.20. Quelqu'un vous met au défi de trouver la tension et la résistance du circuit de Thévenin associé à la résistance de charge R_L . Décrivez la procédure expérimentale pour déterminer ces deux grandeurs.

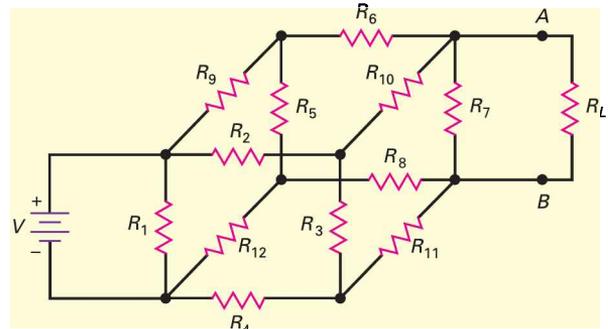


Figure 1.20

- 1.29** Concevez une source de courant hypothétique réalisée avec une pile et une résistance. Le courant de sortie doit être égal à 1 mA pour une résistance de charge variant de 0 à $1 \text{ k}\Omega$.
- 1.30** Concevez un diviseur de tension (semblable à celui de la figure 1.19) possédant les spécifications suivantes : source de tension idéale 30 V , tension de sortie ouverte 15 V et résistance de Thévenin égale ou inférieure à $2 \text{ k}\Omega$.
- 1.31** Concevez un diviseur de tension (semblable à celui de la figure 1.19) donnant une tension constante de 10 V pour toutes les résistances de charge supérieures à $1 \text{ M}\Omega$. On utilisera une source de tension idéale de 30 V .
- 1.32** On vous procure une pile de flash et un multimètre (volt-ohm-milliampère). Décrivez une méthode expérimentale pour trouver la tension et la résistance de Thévenin sans autre matériel supplémentaire.
- 1.33** Vous avez une pile de flash, un multimètre et une boîte de résistances. Décrivez une méthode qui utilise une résistance pour déterminer la résistance de Thévenin de la pile.
- 1.34** Calculez (figure 1.21) le courant de sortie pour chacune des résistances de charge : $0,1 \text{ k}\Omega$; $2 \text{ k}\Omega$; $3 \text{ k}\Omega$; $4 \text{ k}\Omega$; $5 \text{ k}\Omega$; $6 \text{ k}\Omega$.

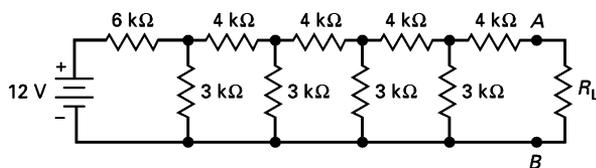


Figure 1.21

Dépannage

1.35 On utilisera le tableau de la figure 1.22 pour ce dernier exercice. Les défauts sont une des résistances coupée, une des résistances court-circuitée, la masse déconnectée ou pas d'alimentation de tension. Quelle est la cause des défauts 1 à 8 ?

Défaut	V_A	V_B	V_E	Défaut	V_A	V_B	V_E
Sans	4 V	2 V	12 V	Défaut 5	6 V	3 V	12 V
Défaut 1	12 V	6 V	12 V	Défaut 6	6 V	6 V	12 V
Défaut 2	0 V	0 V	12 V	Défaut 7	0 V	0 V	0 V
Défaut 3	6 V	0 V	12 V	Défaut 8	3 V	0 V	12 V
Défaut 4	3 V	3 V	12 V				

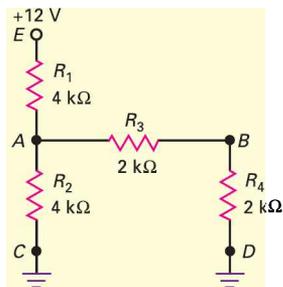


Figure 1.22 Dépannage.

Questions de débogage avec Multisim

||| Multisim

Les fichiers de débogage Multisim sont téléchargeables sur www.dunod.com, sur la page dédiée à l'ouvrage.

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC01-36** à **MTC01-40** et correspondent au circuit de la figure 1.22.

Ouvrez-les et effectuez le débogage avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

1.36 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC01-36**.

1.37 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC01-37**.

1.38 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC01-38**.

1.39 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC01-39**.

1.40 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC01-40**.

Questions d'un recruteur

Un recruteur peut rapidement dire si votre connaissance de l'électronique est superficielle ou réellement approfondie. Les questions qu'il pose ne sont pas ordonnées et progressives. Parfois, il omet des données pour voir comment vous maîtrisez le sujet. Lors d'un entretien, le recruteur peut vous poser des questions semblables à celles qui suivent. Vous pouvez répondre après avoir résolu quelques-uns des exercices.

1. Quelle est la différence entre une source de tension et une source de courant ?
2. Quand devez-vous inclure la résistance de la source dans le calcul du courant de sortie ?
3. Si un composant est assimilé à une source de courant, que pouvez-vous dire de la résistance de charge ?
4. Qu'est-ce que « source de tension constante » signifie pour vous ?
5. J'ai une maquette sur mon poste de travail. Dites-moi les mesures que je dois faire pour déterminer la tension et la résistance de Thévenin.
6. Quel serait l'avantage d'une source de courant de 50 V par rapport à une source de 600 V.
7. Comment sont reliés la résistance de Thévenin et le « CCA »¹ d'une batterie de voiture ?
8. Quelqu'un vous dit que cette source de tension est lourdement chargée. Que pensez-vous que cela veut dire ?
9. Quelle approximation utilise normalement un technicien quand il débute les procédures de débogage ? Pourquoi ?
10. Au cours du débogage d'un système électronique, vous mesurez une tension continue de 9,5 V à un point test où le schéma indique 10 V. Que pouvez-vous déduire de cette lecture ? Pourquoi ?
11. Quelles sont les raisons d'utiliser les circuits de Thévenin et de Norton ?
12. Quelle est la valeur des théorèmes de Thévenin et de Norton dans les tests pratiques ?

1. Le CCA (*Cold Cranking Ampere*) est le courant maximal que peut donner une batterie à $-18\text{ }^{\circ}\text{C}$ avant que sa tension ne tombe à 7,2 V.

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | |
|-------|--------|--------|--------|
| 1. a) | 7. b) | 13. c) | 19. b) |
| 2. c) | 8. c) | 14. d) | 20. c) |
| 3. a) | 9. b) | 15. b) | 21. b) |
| 4. b) | 10. a) | 16. b) | 22. b) |
| 5. d) | 11. a) | 17. a) | 23. c) |
| 6. d) | 12. a) | 18. b) | |

Avez-vous compris ? (réponses)

- 1.1 60 k Ω .
 1.2 20 V.
 1.4 Plutôt que d'utiliser le circuit original (figure 1.9a), on se sert du circuit équivalent de Thévenin (figure 1.10).

Quand la résistance de charge vaut 2 k Ω :

$$I_L = \frac{24 \text{ V}}{6 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} = 3 \text{ mA}$$

Avec un calcul similaire :

$$I_L = 2 \text{ mA} \text{ pour } R_L = 6 \text{ k}\Omega$$

$$I_L = 1 \text{ mA} \text{ pour } R_L = 18 \text{ k}\Omega$$

Pour apprécier la puissance du théorème de Thévenin, essayez de calculer les courants précédents en utilisant le circuit de départ de la figure 1.9a avec n'importe quelle autre méthode.

1.6 $I_N = 2 \text{ mA}$.

- 1.7 Le tableau 1.1 indique trois possibilités : R_2 coupée, C débranchée ou R_1 en court-circuit. Pour identifier le défaut, on peut débrancher R_2 et la mesurer. Si elle est en circuit ouvert, le problème est résolu R_2 , sinon on mesure R_1 . Si elle est en court-circuit, elle est la cause de la panne, sinon C est coupée.

Les semi-conducteurs

2

Objectifs

- Reconnaître, à l'échelle atomique, les caractéristiques d'un bon conducteur et d'un semi-conducteur.
- Décrire la structure du cristal de silicium.
- Identifier les deux types de porteurs et indiquer les impuretés qui les font devenir porteurs majoritaires.
- Comprendre ce qui se passe à la jonction pn d'une diode : non polarisée, polarisée en direct et polarisée en inverse.
- Déterminer les types de courants de claquage venant d'une tension inverse excessive sur une diode.

Vocabulaire

Bande de conduction	Électron libre	Recombinaison	Semi-conducteur
Barrière de potentiel	Énergie thermique	Semi-conducteur	intrinsèque
Courant de fuite superficiel	Jonction pn	Semi-conducteur de type n	Silicium
Courant de saturation	Liaison de covalence	Semi-conducteur	Température ambiante
Diode	Phénomène d'avalanche	de type p	Température de jonction
Diode à jonction	Polarisation directe	Semi-conducteur	Tension de claquage
Dopage	Polarisation inverse	extrinsèque	Trou
	Porteurs de charge		Zone déplétée

En quelques mots

Pour comprendre comment les diodes, transistors et circuits intégrés fonctionnent, il faut d'abord étudier les semi-conducteurs : matériaux qui ne sont ni conducteurs ni isolants. Ils contiennent des électrons libres mais aussi des trous, ce qui les rend particuliers. Ce chapitre est consacré aux semi-conducteurs, trous et autres thèmes relatifs au sujet.

2.1 Les conducteurs

Le cuivre est un bon conducteur ; la raison est évidente quand on observe sa structure atomique (figure 2.1). Le noyau de l'atome contient 29 protons (charges positives). Lorsque le cuivre est neutre, 29 électrons (charges négatives) gravitent autour du noyau comme des planètes autour du Soleil. Les électrons occupent diverses *orbites*, 2 électrons la première, 8 électrons la deuxième, 18 la troisième, et un électron unique occupe la dernière.

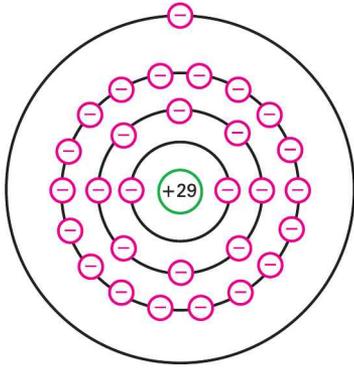


Figure 2.1
Atome de cuivre.

2.1.1 Orbites stables

Le noyau positif (figure 2.1) attire les électrons planétaires. La force centrifuge engendrée par leur mouvement circulaire les empêche d'atteindre le noyau. La force d'attraction et la force de répulsion étant strictement identiques, l'orbite est stable. C'est la même chose pour les satellites autour de la Terre. À la bonne vitesse et à la bonne hauteur, un satellite reste sur son orbite.

Plus grande est l'orbite, plus faible est l'attraction du noyau. Sur les grandes orbites, les électrons se déplacent plus lentement donc possèdent moins d'énergie centrifuge. Sur la figure 2.1, l'électron le plus extérieur se déplace lentement et ressent très peu l'attraction du noyau.

2.1.2 Le cœur

En électronique, tout se passe sur l'orbite extérieure appelée *orbite de valence*. Elle détermine les propriétés électriques de l'atome. Pour souligner son importance, on rassemble le noyau et les orbites internes de l'atome dans le *cœur*. Pour un atome de cuivre, le cœur est le noyau (+29) et les trois premières orbites (-28).

La figure 2.2 aide à visualiser le cœur du cuivre (29 protons et 28 électrons) et l'orbite de valence. L'électron sur cette grande orbite tourne autour d'une charge de seulement +1, il ressent une faible attraction.

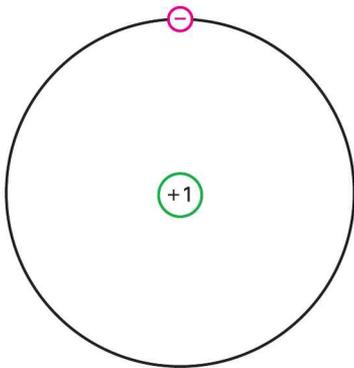


Figure 2.2
Cœur d'un atome de cuivre.

2.1.3 L'électron libre

Lorsque l'attraction entre l'électron et le reste de l'atome de cuivre est très faible, une force extérieure peut très facilement l'arracher. C'est pour cela que l'on appelle cet électron de valence un **électron libre**. Ceci explique pourquoi le cuivre est un bon conducteur, la moindre tension fait voyager l'électron libre d'un atome à l'autre. L'argent, le cuivre et l'or sont de bons conducteurs, ils ont tous cette structure (figure 2.2).

Question 2.1

On suppose qu'une force extérieure arrache l'électron de valence (figure 2.2) d'un atome de cuivre. Quelle est la charge de l'atome ? Que devient cette charge si un électron extérieur vient se mettre sur l'orbite de valence ?

Réponse Quand l'électron de valence quitte l'atome, ce dernier possède une charge +1. Dès qu'un atome perd un de ses électrons, il se charge positivement : c'est un *ion positif*.

Si un électron extérieur s'installe sur l'orbite de valence (figure 2.2), la charge totale de l'atome devient -1 , l'atome est devenu un *ion négatif*.

2.2 Les semi-conducteurs

Les meilleurs conducteurs (argent, cuivre, or) ont un électron de valence, tandis que les meilleurs isolants en ont huit. Un **semi-conducteur** est un élément dont les propriétés électriques sont à mi-chemin entre les conducteurs et les isolants. Comme on peut le prévoir, les meilleurs semi-conducteurs ont quatre électrons de valence (figure 2.3).

2.2.1 Le germanium

Le *germanium* est un exemple de semi-conducteur, il possède quatre électrons de valence. Il y a plusieurs années, c'était le seul matériau utilisable pour réaliser des composants. Cependant, ils avaient un grave défaut qui n'a pas été surmonté (leur courant inverse était trop important : voir les chapitres suivants).

Par la suite, un autre semi-conducteur, le silicium, est devenu très courant, et maintenant il supplante le germanium dans la plupart des applications.

2.2.2 Le silicium

Après l'oxygène, le **silicium** est l'élément le plus abondant sur Terre. Au début, son usage a été retardé par des problèmes de purification. Une fois ces difficultés surmontées, les avantages du silicium (étudiés dans la suite) en ont fait un semi-conducteur de choix. Sans lui, l'électronique moderne n'existerait pas.

Bon à Savoir

Autre élément semi-conducteur très courant : le carbone (C). Il est principalement utilisé dans la fabrication de résistances.

Un atome isolé de silicium possède 14 protons et 14 électrons. La première orbite contient deux électrons, la deuxième 8 (figure 2.3a). Les quatre électrons restants occupent l'orbite de valence. La charge du cœur est $+4$ car il contient 14 protons et seulement 10 électrons sur les deux premières orbites.

La figure 2.3b représente le cœur d'un atome de silicium. Les quatre électrons de valence nous indiquent que le silicium est un semi-conducteur.

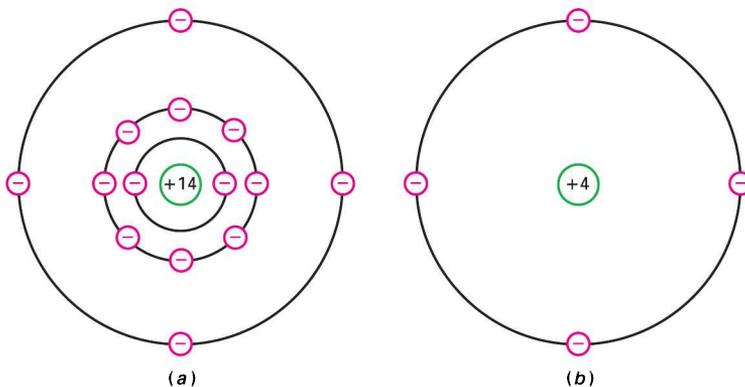
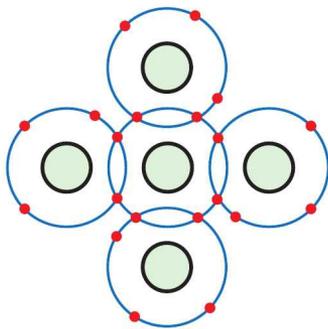


Figure 2.3
(a) Atome de silicium ;
(b) cœur.

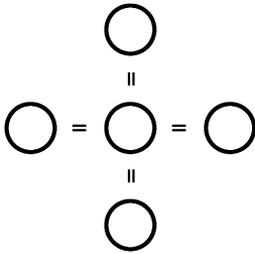
Question 2.2

Quelle est la charge nette d'un atome de silicium quand il a perdu un de ses électrons de valence ? Quand il a gagné un électron supplémentaire ?

Réponse La perte d'un électron le transforme en ion positif (charge $+1$). Le gain d'un électron supplémentaire le transforme en ion négatif (charge -1).



(a)



(b)

Figure 2.4
 (a) Atome dans un cristal et ses quatre voisins ;
 (b) liaisons de covalence.

2.3 Le cristal de silicium

Quand les atomes de silicium s'assemblent pour faire un solide, ils s'ordonnent selon un motif régulier appelé *cristal*. Chaque atome partage ses électrons périphériques avec quatre voisins pour obtenir huit électrons sur son orbite de valence. La figure 2.4a montre un atome central avec quatre voisins. Les cercles ombrés représentent les cœurs des atomes. L'atome central avait initialement quatre électrons sur son orbite périphérique, maintenant il en possède huit.

2.3.1 Liaisons de covalence

Chaque atome proche partage un électron avec l'atome central. De ce fait, celui-ci a quatre électrons supplémentaires et une orbite de valence avec huit électrons. Chaque atome central et ses voisins partagent leurs électrons, et ceci est vrai pour tous les autres atomes.

Sur la figure 2.4a, chaque cœur présente une charge +4. Observons celui du centre et celui de droite ; ils attirent la paire d'électrons située entre eux d'une même force mais de sens opposé. Cette traction dans des sens opposés lie les atomes les uns aux autres de la même manière que deux équipes de tir à la corde sont réunies tant qu'elles exercent la même traction.

Puisque chaque électron est attiré dans deux sens différents, il exerce une liaison entre deux atomes voisins. On nomme ce type de liaison chimique une **liaison de covalence** et la figure 2.4b illustre une façon simple de la représenter. Dans un cristal de silicium, il y a des milliards d'atomes de silicium, chacun avec ses huit électrons de valence formant les liaisons de covalence ; c'est ce qui confère à ce matériau sa solidité.

2.3.2 L'orbite saturée

Chaque atome dans un cristal de silicium possède une orbite de valence avec huit électrons. La solidité d'un morceau de silicium découle de la stabilité chimique de ce modèle. Personne n'est parfaitement certain que tous les éléments chimiques aient une prédisposition à posséder huit électrons périphériques. Cependant, il semble que tout élément ne possédant pas ses huit électrons a tendance à s'associer avec d'autres atomes pour les obtenir.

Il existe des équations fondamentales en physique donnant une explication partielle de la stabilité chimique de ce modèle, mais personne ne sait pourquoi ce nombre huit est si particulier. C'est une loi, comme la loi de gravité, la loi de Coulomb et certaines autres, que l'on observe mais que l'on n'explique pas complètement.

Quand une orbite de valence possède huit électrons, elle est *saturée* car aucun autre électron ne viendra s'y placer. D'où la loi de saturation d'une orbite de valence :

$$n = 8 \quad (2.1)$$

Une orbite de valence ne peut contenir plus de huit électrons. De plus, ce sont des *électrons de liaison* car ils sont fortement attachés aux atomes. Grâce à eux, un cristal de silicium est un isolant presque parfait à la température ambiante, environ 25 °C.

2.3.3 Le trou

La **température ambiante** est la température de l'air environnant. Quand elle se situe au-dessus du zéro absolu (-273 °C), l'énergie thermique force les atomes du

cristal de silicium à vibrer. Plus la température est haute, plus le mécanisme de vibration est important. Lorsqu'on touche un objet chaud, la chaleur ressentie est l'effet de la vibration des atomes.

Dans un cristal de silicium, les vibrations des atomes peuvent occasionnellement enlever un électron de son orbite de valence. Quand cela se produit, l'électron libéré possède assez d'énergie pour occuper une orbite plus grande (figure 2.5a), c'est un *électron libre*.

Ce n'est pas tout ; le départ de l'électron crée un vide dans l'orbite de valence appelé **trou** (figure 2.5a). Ce dernier se comporte comme une charge positive car la perte d'un électron entraîne l'apparition d'un ion positif. Le trou attire et capture tout électron dans son voisinage immédiat. L'existence de ces trous est une différence fondamentale entre les conducteurs et les semi-conducteurs. Ils permettent aux semi-conducteurs de faire toutes sortes de choses impossibles aux conducteurs.

À la température ambiante, l'énergie thermique produit peu de trous et d'électrons libres. Pour augmenter leur nombre, il est nécessaire de *doper* le cristal ; nous en parlerons dans la suite.

2.3.4 Recombinaison et durée de vie

Dans un cristal pur de silicium, l'**énergie thermique** engendre un nombre égal d'électrons libres et de trous. L'électron libre se déplace de façon aléatoire dans le cristal. Parfois, il s'approche d'un trou, ressent son attraction et tombe dedans. La **recombinaison** est la fusion d'un électron libre et d'un trou (figure 2.5b).

La durée entre la création et la disparition d'un électron libre est appelée *durée de vie*. Elle varie de quelques nanosecondes à plusieurs microsecondes selon la pureté du cristal et d'autres facteurs.

2.3.5 Ce qu'il faut retenir

Dans un cristal de silicium, à chaque instant :

- L'énergie thermique crée des électrons libres et des trous.
- Des électrons libres et des trous se recombinent.
- D'autres existent temporairement en attendant de se recombiner.

Bon à Savoir

Un trou et un électron ont la même charge de $0,16 \times 10^{-18}$ C, mais de polarités opposées.

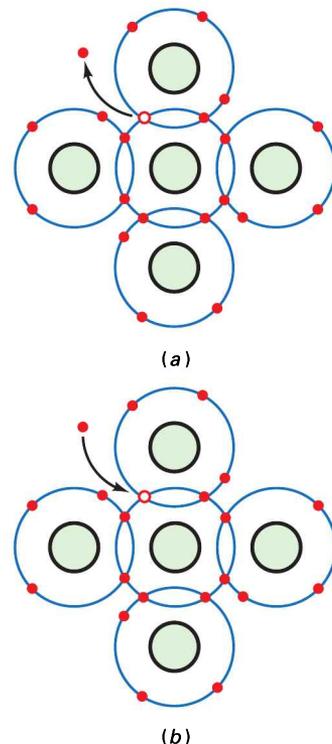


Figure 2.5
(a) Création d'une paire électron-trou par l'énergie thermique ;
(b) recombinaison d'un électron libre et d'un trou.

Question 2.3

Dans un cristal de silicium pur, il existe un million d'électrons libres ; combien existe-t-il de trous ? Que devient le nombre d'électrons libres et de trous lorsque la température ambiante augmente ?

Réponse Selon la figure 2.5a, lorsque l'énergie thermique crée un électron libre, un trou apparaît simultanément. Donc, dans un cristal de silicium pur, il y a toujours autant d'électrons libres que de trous : pour un million d'électrons libres, il y a un million de trous.

L'augmentation de température amplifie l'agitation thermique, ce qui entraîne une génération plus importante de paires électron-trou. Mais quelle que soit la température, un cristal de silicium pur possède le même nombre d'électrons libres que de trous.

2.4 Les semi-conducteurs intrinsèques

Un **semi-conducteur intrinsèque** est un semi-conducteur pur. Un cristal de silicium est intrinsèque si tous les atomes qui le composent sont des atomes de silicium. À la température ambiante, un cristal de silicium se comporte comme un isolant car il a peu d'électrons libres et de trous créés par l'agitation thermique.

2.4.1 Déplacement des électrons libres

La figure 2.6 représente un morceau de cristal de silicium situé entre deux plaques métalliques chargées avec un électron libre et un trou produits par l'agitation thermique. L'électron libre est sur une grande orbite au bord droit du cristal. Les charges négatives de l'électrode le repoussent vers la gauche, il va se déplacer d'une grande orbite à l'autre jusqu'à ce qu'il atteigne l'électrode positive.

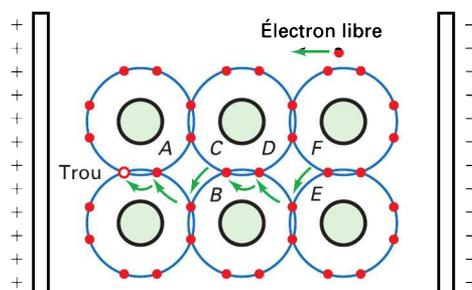


Figure 2.6
Déplacement d'un trou
dans un semi-conducteur.

2.4.2 Déplacement des trous

Le trou à gauche sur la figure 2.6 attire l'électron de valence situé au point A pour se recombiner.

Quand l'électron de valence se déplace vers la gauche, il crée un nouveau trou au point A. L'effet est identique à celui du déplacement du trou initial en A. Un autre électron de valence peut être attiré et capturé par ce nouveau trou. De cette manière, les électrons de valence se déplacent le long du chemin marqué par les flèches. Cela signifie que le trou évolue dans le sens opposé le long du chemin A-B-C-D-E-F comme une charge positive.

2.5 Les deux types de flux de porteurs

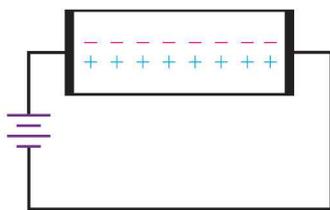


Figure 2.7
Un semi-conducteur intrinsèque
possède le même nombre
d'électrons libres et de trous.

L'échantillon de semi-conducteur représenté figure 2.7 possède le même nombre d'électrons libres que de trous. *L'agitation thermique produit les électrons libres et les trous par paires.* La tension appliquée entraîne les électrons vers la gauche et les trous vers la droite. Quand les électrons libres atteignent l'électrode de gauche, ils pénètrent dans le conducteur extérieur et s'écoulent vers le pôle positif de la pile.

D'autre part, les électrons du pôle négatif de la source s'écoulent vers le bord droit du cristal. À cet endroit, ils entrent dans le cristal et se recombinent avec les trous qui arrivent à l'extrémité droite du cristal. De ce fait, un flux constant d'électrons et de trous existe à l'intérieur du cristal alors qu'à l'extérieur il n'existe pas de flux de trous.

Sur la figure 2.7, les électrons libres et les trous se déplacent dans des sens opposés. Dans la suite, on conçoit le courant dans un semi-conducteur comme la somme de deux flux : celui des électrons dans un sens et celui des trous dans l'autre sens. On appelle souvent **porteurs de charge** les électrons libres et les trous, car ils transportent une charge d'un endroit à un autre.

2.6 Doper un semi-conducteur

Le **dopage** est une méthode permettant d'augmenter la conductivité d'un semi-conducteur. Cela consiste à introduire des impuretés dans un cristal intrinsèque pour modifier ses propriétés électriques. Un semi-conducteur dopé est appelé **semi-conducteur extrinsèque**.

2.6.1 Augmenter le nombre d'électrons libres

Comment un constructeur dope-t-il un cristal de silicium ? La première manière consiste à fondre un cristal de silicium pur. Cela brise les liaisons de valence et le liquéfie. Pour augmenter le nombre d'électrons libres, on ajoute au silicium fondu des *atomes pentavalents* tels que l'arsenic, l'antimoine et le phosphore. Ils possèdent cinq électrons périphériques et *donnent l'électron excédentaire* au cristal de silicium, ce sont des *impuretés donneuses*.

La figure 2.8a représente le silicium dopé après refroidissement et reconstitution de la structure cristalline. Un atome pentavalent est au centre, entouré de quatre atomes de silicium. Comme précédemment, les atomes voisins mettent en commun un électron avec l'atome central, et il reste un électron en trop (atome pentavalent : cinq électrons périphériques). Comme il y a huit places sur l'orbite de valence, l'électron excédentaire devient un électron libre.

Chaque atome pentavalent introduit dans le silicium donne un électron libre.

Voici comment un constructeur contrôle la conductivité d'un semi-conducteur dopé. Plus il introduit d'impuretés, plus la conductivité est importante. Un semi-conducteur peu dopé a une grande résistance, tandis que fortement dopé il présente une faible résistance.

2.6.2 Augmenter le nombre de trous

Comment doper le silicium pour avoir un excès de trous ? En utilisant une *impureté trivalente* (dont l'atome a seulement trois électrons de valence) : par exemple l'aluminium, le bore, le gallium.

La figure 2.8b illustre un atome trivalent entouré par quatre atomes de silicium. Comme l'atome trivalent a seulement trois électrons de valence et que chaque voisin en donne un, il y en a seulement sept sur l'orbite de valence, cela veut dire qu'un trou s'est formé. On donne le nom d'*atome accepteur* à un atome trivalent parce que le trou ainsi créé peut accepter un électron libre pour effectuer une recombinaison.

2.6.3 Ce qu'il faut retenir

Avant de réaliser un dopage, les constructeurs doivent produire un cristal pur. Ensuite, en contrôlant le taux d'impuretés, ils peuvent déterminer avec précision les propriétés du semi-conducteur. Historiquement, le germanium pur était plus facile à produire que

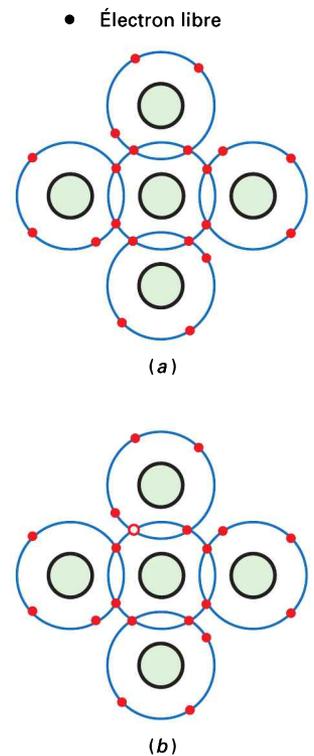


Figure 2.8
(a) Dopage pour augmenter le nombre d'électrons libres ;
(b) dopage pour augmenter le nombre de trous.

le silicium pur, c'est pour cela que les premiers composants utilisaient du germanium. Ensuite, les techniques se sont améliorées et on a pu obtenir du silicium pur. Grâce à ses qualités, le silicium est devenu le semi-conducteur le plus utilisé.

Question 2.4

Un silicium est dopé à 10 milliards d'atomes et 15 millions d'atomes pentavalents. Si la température ambiante est 25 °C, combien y a-t-il d'électrons libres et de trous ?

Réponse Chaque atome pentavalent donne un électron libre, donc le semi-conducteur possède 15 millions d'électrons libres venant du dopage. En comparaison, il n'y a presque pas de trous car ils ne peuvent venir que de l'agitation thermique.

2.4 Avez-vous compris ? En reprenant la question 2.4, si l'on ajoute 5 millions d'atomes trivalents à la place des atomes pentavalents, combien y a-t-il de trous dans le semi-conducteur ?

2.7 Les deux types de semi-conducteurs extrinsèques

Un semi-conducteur dopé peut avoir un excès d'électrons libres ou un excès de trous, c'est pour cela qu'il y a deux types de semi-conducteurs dopés.

2.7.1 Le semi-conducteur de type *n*

Le silicium dopé avec une impureté pentavalente est appelé **semi-conducteur de type *n*** (*n* pour négatif). La figure 2.9 illustre un semi-conducteur de type *n* où les électrons sont beaucoup plus nombreux (*porteurs majoritaires*) que les trous (*porteurs minoritaires*).

Sous l'effet de la tension appliquée, *les électrons libres se dirigent vers la gauche et les trous vers la droite*. Quand un trou atteint le bord droit du cristal, un des électrons libres du circuit extérieur entre et se recombine avec le trou. Les électrons libres sur la figure 2.9 se dirigent vers le côté gauche du cristal où ils entrent dans le circuit extérieur pour rejoindre la borne positive de la pile.

2.7.2 Le semi-conducteur de type *p*

Le silicium dopé par une impureté trivalente est appelé **semi-conducteur de type *p*** (*p* pour positif). La figure 2.10 montre un semi-conducteur de type *p* où les trous beaucoup plus nombreux sont les porteurs majoritaires et les électrons libres les porteurs minoritaires.

La tension appliquée entraîne *les électrons libres vers la gauche et les trous vers la droite*. Lorsque ces derniers arrivent au bord droit du cristal, ils se combinent avec les électrons libres du circuit extérieur.

Sur la figure 2.10, il existe aussi un flux de porteurs minoritaires, ce sont les électrons libres qui se déplacent de la droite vers la gauche. Ils sont si peu nombreux que leur effet est insignifiant.

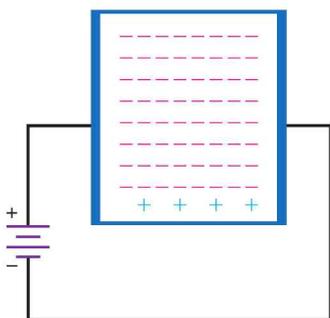


Figure 2.9
Le semi-conducteur de type *n* possède beaucoup d'électrons libres.

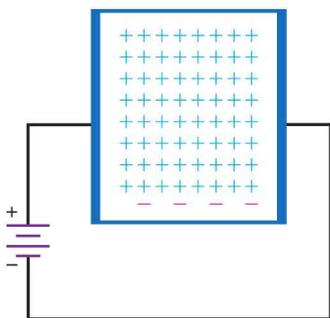


Figure 2.10
Le semi-conducteur de type *p* possède beaucoup de trous.

2.8 La diode non polarisée

Par lui-même, un morceau de semi-conducteur n a autant d'utilité qu'une résistance au carbone, de même pour le semi-conducteur de type p . Mais quand un constructeur dope p sur la moitié du cristal et n sur l'autre moitié, quelque chose de nouveau apparaît.

La frontière entre le type p et le type n est appelée jonction pn . Elle a entraîné beaucoup d'inventions, en particulier les diodes, transistors et circuits intégrés. Comprendre la jonction pn permet de comprendre toutes sortes de composants semi-conducteurs.

2.8.1 La diode non polarisée

La figure 2.11 représente à gauche un morceau de semi-conducteur p où chaque atome trivalent (cercle avec un signe $-$) génère un trou sur son orbite de valence (repéré par un $+$).

Symétriquement, à droite il y a un morceau de semi-conducteur n où chaque cercle avec un $+$ représente un atome pentavalent et le signe $-$ son électron libre.

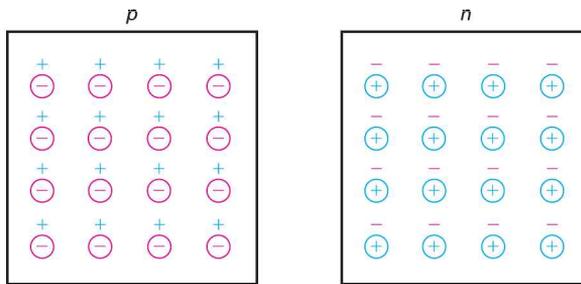


Figure 2.11
Deux types de semi-conducteurs.

Chaque partie est électriquement neutre car le nombre de $+$ est égal au nombre de $-$.

On sait faire un cristal unique avec un côté p et un côté n , comme le montre la figure 2.12. La jonction est la frontière où le type p voisine le type n . La **diode à jonction** est un autre nom donné au cristal pn . Le mot **diode** est la contraction de *di* (deux) et *électrodes*.

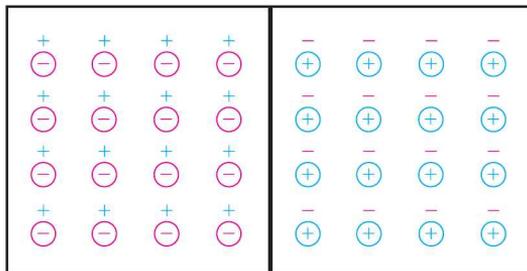


Figure 2.12
La jonction pn .

2.8.2 La zone déplétée

À cause de leur répulsion les uns envers les autres, les électrons libres du côté n (figure 2.12) ont tendance à diffuser (se disperser) dans toutes les directions. Quelques-uns traversent la jonction et entrent dans la région p où

ils sont minoritaires. Avec énormément de trous autour d'eux, leur durée de vie est très courte et très rapidement l'électron libre se recombine avec un trou. Ceci entraîne la *disparition du trou* et l'*électron libre devient un électron de valence*.

Chaque fois qu'un électron diffuse à travers la jonction, il crée une paire d'ions. Lorsqu'il quitte la région *n*, il laisse derrière lui un atome pentavalent qui a perdu son cinquième électron, donc qui est devenu positif, et il produit un ion négatif avec l'atome trivalent qui le capture.

La figure 2.13a montre les ions positifs (cercle +) et négatifs (cercle -) de part et d'autre de la jonction. Ils ne peuvent bouger dans le cristal comme les électrons libres et les trous à cause des liaisons de covalence.

Chaque paire d'ions positif et négatif est un *dipôle* qui vient de la disparition d'un électron libre et d'un trou. Au fur et à mesure que le nombre de dipôles augmente, la région près de la jonction se vide de porteurs ; on l'appelle la **zone déplétée** (figure 2.13b).

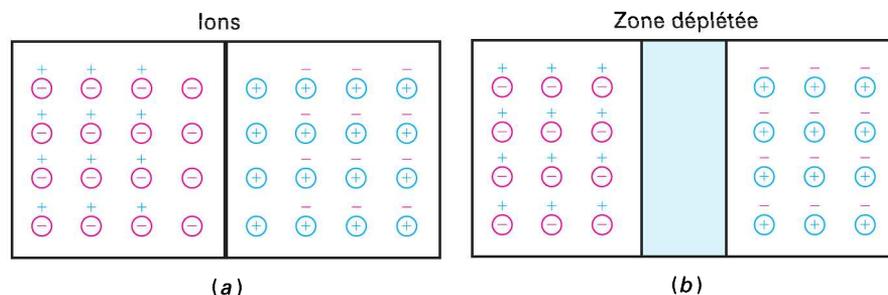


Figure 2.13
(a) Création des ions à la jonction ;
(b) zone déplétée.

2.8.3 La barrière de potentiel

Chaque dipôle crée un champ électrique entre l'ion positif et l'ion négatif. Si un électron supplémentaire entre dans la zone déplétée, ce champ le repousse vers la région *n*. La force du champ électrique s'accroît à chaque électron traversant la zone jusqu'à ce que l'équilibre soit atteint. Cela veut dire, en première approximation, que ce champ électrique arrête la diffusion des électrons à travers la jonction.

Sur la figure 2.13a, le champ électrique entre les ions est équivalent à une différence de potentiel appelée **barrière de potentiel**. À 25 °C, elle est égale à 0,3 V pour le germanium et 0,7 V pour le silicium.

2.9 La polarisation directe

On applique une source de tension continue sur la diode, la borne négative sur le côté *n* et la borne positive sur le côté *p* (figure 2.14). Cette connexion est une **polarisation directe**.

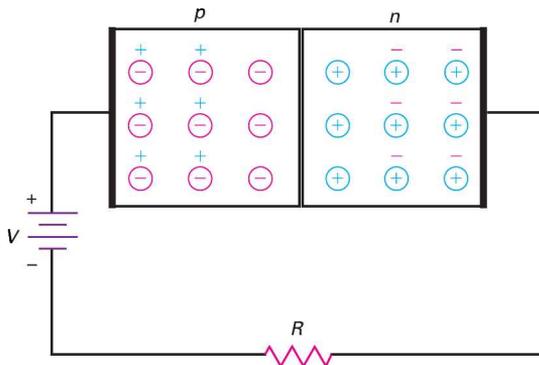
2.9.1 Flux des électrons libres

La source de tension continue de la figure 2.14 pousse les électrons et les trous vers la jonction. Si sa tension est plus faible que la barrière de potentiel, les électrons n'ont pas assez d'énergie pour traverser la zone déplétée. Les ions les repoussent du côté *n*, et de ce fait il n'y a pas de courant à travers la diode.

Si la tension de la source est supérieure à la barrière de potentiel, les électrons libres ont une énergie suffisante pour traverser la zone déplétée et aller se recombiner avec les trous du côté p . En imaginant les trous se déplaçant vers la droite et les électrons vers la gauche, on se fait l'idée du phénomène de base. Quelque part près de la jonction s'effectue la recombinaison des charges opposées. Le courant continu à travers la diode provient de l'entrée continuelle d'électrons libres à la droite de la diode et de la création incessante de trous à l'extrémité gauche.

2.9.2 Le parcours d'un électron

Suivons un électron libre dans la totalité du circuit. Après avoir quitté la borne négative de la source, il entre dans la diode par le contact de droite. Il traverse toute la région n pour atteindre la jonction. Si la pile présente une tension supérieure à 0,7 V, il possède assez d'énergie pour traverser la zone déplétée et à son entrée dans la zone p , il se combine avec un trou.



||| Multisim

Figure 2.14
Polarisation directe.

En d'autres termes, il est devenu un électron de valence et il continue son voyage en passant de trou en trou pour finalement atteindre le contact gauche de la diode. Quand il quitte cet endroit, un nouveau trou apparaît et le processus recommence. Les milliards d'électrons libres faisant le même parcours engendrent le courant continu à travers la diode. Une résistance en série limite le courant direct.

2.9.3 Ce qu'il faut retenir

Le courant traverse facilement une diode polarisée en direct. Aussi long-temps que la tension appliquée sera supérieure à la tension de barrière, il y aura un courant continu dans le circuit. Pour une diode au silicium, une tension de source supérieure à 0,7 V donne un courant direct.

2.10 La polarisation inverse

Invertissons la source continue pour obtenir le schéma représenté par la figure 2.15. Maintenant le côté p est relié au pôle négatif et le côté n au pôle positif. Ce type de connexion est une **polarisation inverse**.

III Multisim

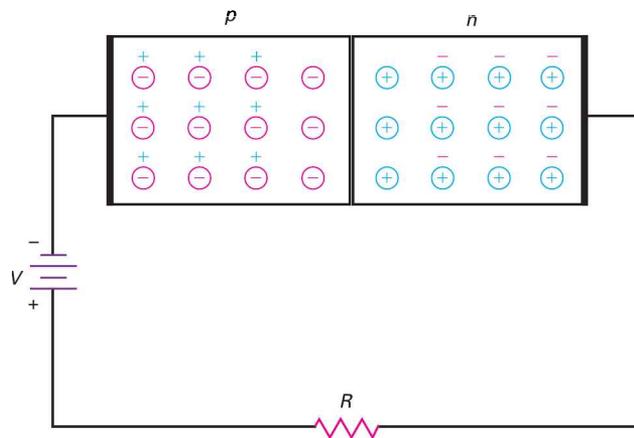


Figure 2.15
Polarisation inverse.

2.10.1 Élargissement de la zone déplétée

Les trous et les électrons libres s'éloignent de la jonction car le pôle + attire les électrons et le pôle – les trous. La zone déplétée s'élargit.

Quelle est la largeur de la zone déplétée sur la figure 2.16a ? Le départ des électrons et des trous crée des ions supplémentaires qui font augmenter la différence de potentiel sur la zone déplétée. Cette augmentation se termine lorsque la tension de barrière est égale à la tension appliquée ; à ce moment, le départ des porteurs s'arrête.

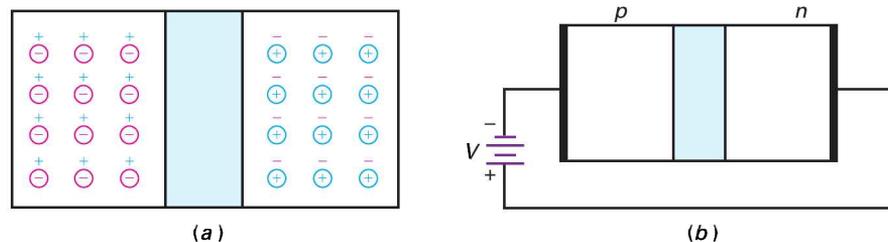


Figure 2.16
(a) Zone déplétée ;
(b) l'augmentation de la polarisation inverse élargit la zone déplétée.

On représente parfois la zone déplétée par une région grisée de largeur proportionnelle à la tension inverse, comme sur la figure 2.16b. *Quand la tension inverse augmente, la zone déplétée s'élargit.*

2.10.2 Courant de porteurs minoritaires

Y a-t-il un courant lorsque la zone déplétée est stabilisée ? Un faible courant existe en polarisation inverse. On a vu que l'agitation thermique fabrique continuellement des paires électron-trou ; quelques porteurs minoritaires existent donc de part et d'autre de la jonction. La plupart se recombinaient avec les porteurs majoritaires ; mais ceux apparus dans la zone déplétée existent suffisamment longtemps pour traverser la jonction, et un faible courant circule dans le circuit extérieur. La figure 2.17 illustre cette idée.

Supposons que l'énergie thermique crée un électron libre et un trou dans la zone déplétée. Le premier est poussé en dehors vers la droite, forçant un autre à quitter le contact droit. Le second est poussé vers la gauche, il permet alors à un électron

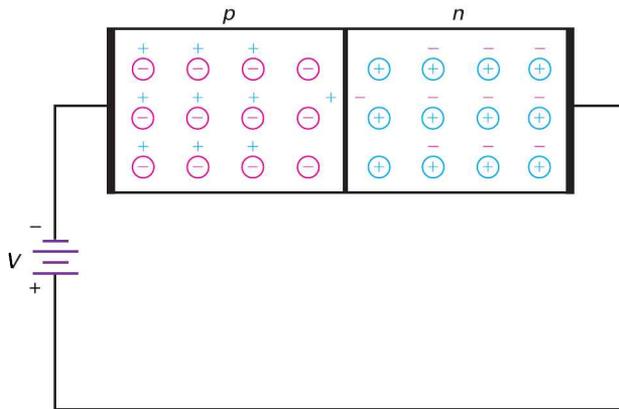


Figure 2.17
La génération thermique d'électrons libres et de trous dans la zone déplétée donne un courant inverse de porteurs minoritaires.

d'entrer par le contact de gauche pour se recombinaison avec un trou. L'agitation thermique produisant continuellement des paires électron-trou dans la zone déplétée, un faible courant circule dans le circuit extérieur.

Ce courant inverse venant des porteurs créés par l'agitation thermique s'appelle **courant de saturation**, il est symbolisé par I_{sat} . Le terme *saturation* vient du fait qu'on ne peut avoir plus de porteurs minoritaires que ceux venant de l'agitation thermique. *Accroître la tension inverse n'augmente pas le nombre de porteurs créés thermiquement.*

2.10.3 Courant de fuite superficiel

Outre le courant de saturation, existe-t-il d'autres courants dans une diode polarisée en inverse ? Oui, un faible courant I_{FS} passe par la surface du cristal. Connue sous le nom de **courant de fuite superficiel**, il trouve son origine dans les impuretés et les défauts de structure de la surface du cristal.

2.10.4 Ce qu'il faut retenir

Le courant en inverse d'une diode se compose d'un courant de porteurs minoritaires et d'un courant de fuite en surface. Le courant inverse d'une diode au silicium est tellement faible qu'il est ignoré dans la plupart des applications. L'idée principale à retenir est que *le courant inverse d'une diode au silicium est proche de zéro.*

2.11 Le claquage

Les diodes sont classées par tension maximale. Il existe une limite de la tension inverse qu'une diode peut supporter avant d'être détruite. C'est la **tension de claquage** de la diode. Pour beaucoup de diodes, elle est supérieure à 50 V ; elle est indiquée sur les *fiches techniques* (voir le chapitre 3).

Une fois la tension de claquage atteinte, un grand nombre de porteurs minoritaires apparaissent dans la zone déplétée et la diode conduit fortement.

D'où viennent ces porteurs ? Ils sont produits par le **phénomène d'avalanche** (figure 2.18) qui survient aux fortes tensions inverses. Voici ce qui se passe : comme d'habitude, il y a un faible courant de porteurs minoritaires. La forte tension inverse les oblige à se déplacer plus rapidement. Lors de chocs avec les atomes du réseau, ils peuvent arracher un électron de valence quand ils ont l'énergie nécessaire.

Bon à Savoir

Dépassez la tension de claquage d'une diode ne signifie pas forcément pour autant qu'elle va être détruite, au moins tant que le produit de la tension inverse et du courant inverse ne dépasse pas la puissance nominale de la diode.

Figure 2.18
L'avalanche produit beaucoup d'électrons libres et de trous dans la zone déplétée.

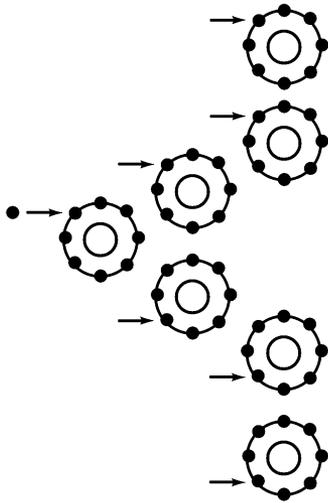
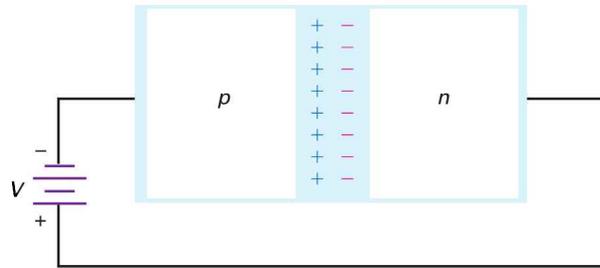


Figure 2.19
Le phénomène d'avalanche a une progression géométrique : 1, 2, 4, 8...

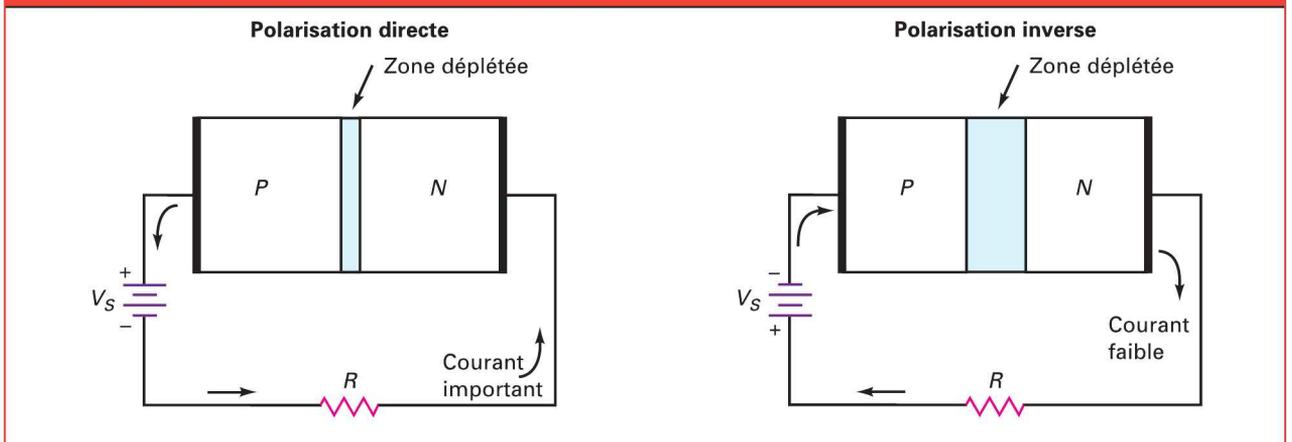
Ce phénomène produit d'autres porteurs, qui vont eux aussi entrer en collision avec les atomes. La progression est géométrique : un électron initial libère un électron de valence, ces deux porteurs vont libérer chacun deux autres électrons de valence pour donner quatre porteurs, et ainsi de suite jusqu'à ce que le courant inverse devienne énorme.

La figure 2.19 représente une vue grossie de la zone déplétée. La tension inverse entraîne les électrons libres vers la droite. Au cours de leur déplacement, ils gagnent de la vitesse et plus la tension inverse est importante plus la vitesse obtenue est grande. Si un de ces électrons véloces a une énergie suffisante, il peut arracher un électron de valence du premier atome. Ensuite, ensemble, ils accélèrent et vont déloger deux nouveaux électrons de valence. De cette manière, le nombre des porteurs minoritaires devient très grand et la diode conduit fortement.

La tension de claquage d'une diode dépend de la valeur du dopage. Pour les diodes de redressement (les plus courantes), elle est généralement supérieure à 50 V.

L'encart *À retenir* 2.1 illustre la différence entre diode polarisée en sens direct et diode polarisée en sens inverse.

À RETENIR 2.1 – Polarisation d'une diode



Polarité V_s	(+) vers P (-) vers N	(-) vers P (+) vers N
Courant	Courant direct important si $V_s > 0,7 \text{ V}$	Petit courant inverse (courant de saturation et courant de fuite superficiel) si $V_s < \text{tension de claquage}$.
Zone déplétée	Étroite	Large

2.12 Niveaux d'énergie

Une bonne approximation consiste à identifier l'énergie totale de chaque électron avec la taille de son orbite. De cette manière, chaque rayon de la figure 2.20a correspond à un niveau d'énergie de la figure 2.20b. Les électrons des orbites les plus petites sont sur le premier niveau d'énergie, ceux de la deuxième orbite sur le deuxième niveau, et ainsi de suite.

2.12.1 Hautes énergies dans les grandes orbites

Pour amener un électron sur une grande orbite, il faut une énergie extérieure pour vaincre l'attraction du noyau. Quand un électron passe de la première à la deuxième orbite, il gagne de l'énergie potentielle par rapport au noyau. Les phénomènes extérieurs capables de faire passer l'électron à des niveaux supérieurs sont la chaleur, la lumière et la tension.

Par exemple, supposons qu'une force extérieure fasse monter l'électron de la première à la deuxième orbite (figure 2.20a) ; il aura plus d'énergie potentielle car il sera plus loin du noyau (figure 2.20b). C'est la même chose pour un objet au-dessus de la Terre : plus grande sera son altitude, plus importante sera son énergie potentielle par rapport à la Terre. S'il est lâché, l'objet a une chute plus longue et produit plus d'effet quand il atteint le niveau du sol.

2.12.2 Électrons descendants et rayonnement lumineux

Après être monté sur une orbite supérieure, un électron peut redescendre sur un niveau d'énergie inférieur ; il redonne alors son excès d'énergie sous forme de chaleur, de lumière ou autre radiation.

Dans une *diode électroluminescente (DEL)*, la tension appliquée amène les électrons sur les niveaux d'énergie supérieurs. Quand ils retournent sur les niveaux inférieurs, ils émettent de la lumière. Selon le matériau utilisé, la lumière rayonnée est rouge, verte, orange ou bleue. Certaines DEL produisent des radiations infrarouges (invisibles), ce qui est très utile dans les systèmes d'alarmes électroniques.

2.12.3 Bandes d'énergie

Quand un atome de silicium est isolé, l'orbite de l'électron est déterminée uniquement par les charges de l'atome ; cela donne des niveaux d'énergie linéaires (figure 2.20b). Quand l'atome de silicium est dans un cristal, l'orbite de chaque électron est influencée par les charges de beaucoup d'autres atomes de silicium. Puisque tout électron a une position unique dans le cristal, chacun voit une répartition différente des charges. De ce fait, l'orbite de chaque électron, donc son niveau d'énergie, est différente de celle des autres.

La figure 2.21 montre ce que deviennent les niveaux d'énergie. Tous les électrons de la première orbite ont une énergie légèrement différente car ils voient tous une répartition de charge légèrement différente. Comme ils sont des milliards, les niveaux d'énergie forment une accumulation ou *bande d'énergie*. De la même manière, les milliards d'électrons de la deuxième orbite, tous avec leur énergie légèrement différente, donnent la deuxième bande d'énergie, et ainsi de suite pour les bandes restantes.

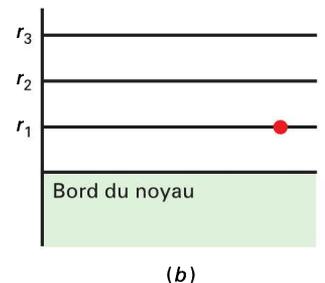
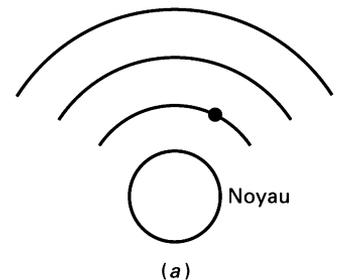


Figure 2.20
L'énergie sur le niveau est proportionnelle à la taille de l'orbite :
(a) orbites ;
(b) niveaux d'énergie.

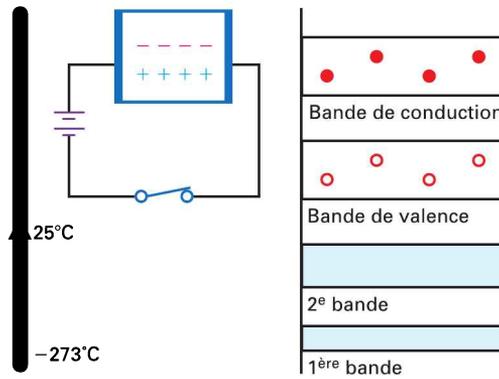


Figure 2.21
Semi-conducteur intrinsèque et ses bandes d'énergie.

L'énergie thermique produit quelques électrons libres et quelques trous. Les premiers sont dans la bande d'énergie supérieure suivante appelée **bande de conduction**, les seconds restent dans la bande de valence. La figure 2.21 montre quelques électrons libres dans la bande de conduction et quelques trous dans la bande de valence. Quand l'interrupteur est fermé, un faible courant passe dans le semi-conducteur pur, les électrons libres se déplacent dans la bande de conduction et les trous dans la bande de valence.

Bon à Savoir

Pour les deux types de semi-conducteurs *n* et *p*, une augmentation de température entraîne la même augmentation du nombre de porteurs minoritaires et majoritaires.

2.12.4 Bandes d'énergie d'un semi-conducteur *n*

La figure 2.22 représente les bandes d'énergie dans un semi-conducteur de type *n*. Comme prévu, les porteurs majoritaires sont les électrons dans la bande de conduction et les porteurs minoritaires les trous dans la bande de valence. Puisque l'interrupteur est fermé, les porteurs majoritaires vont vers la gauche et les porteurs minoritaires vers la droite.

2.12.5 Bandes d'énergie d'un semi-conducteur *p*

La figure 2.23 illustre les bandes d'énergie dans un semi-conducteur de type *p*. Ici les rôles sont inversés, les porteurs majoritaires sont les trous dans la bande de valence, ils se dirigent vers la droite. Les porteurs minoritaires sont les électrons libres dans la bande de conduction, ils se dirigent vers la gauche.

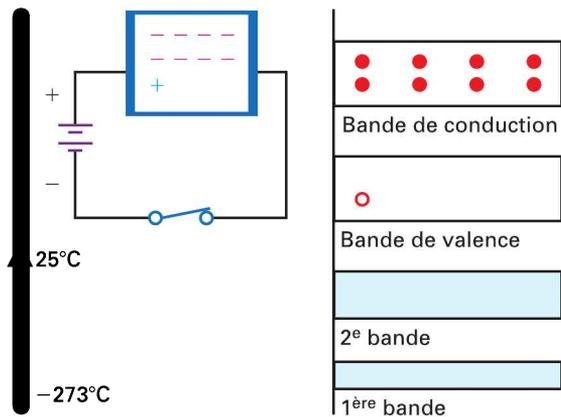


Figure 2.22
Semi-conducteur *n* et ses bandes d'énergie.

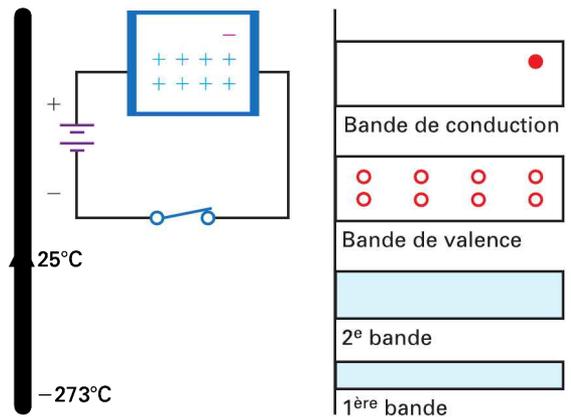


Figure 2.23
Semi-conducteur *p* et ses bandes d'énergie.

2.13 Barrière de potentiel et température

La **température de jonction** est la température à l'intérieur de la diode juste à la jonction.

La *température ambiante* est différente, c'est la température T_A de l'air qui entoure la diode. Quand la diode conduit, la température de jonction est plus haute que la température ambiante à cause de la chaleur dégagée par les recombinaisons.

La barrière de potentiel dépend de la température. Un accroissement de la température de jonction augmente la création d'électrons libres et de trous dans les régions dopées. Ces charges, en diffusant dans la zone déplétée, réduisent sa largeur. Donc *l'énergie de la barrière est plus faible pour les fortes températures*.

Avant de poursuivre, nous allons définir un symbole :

$$\Delta : \text{« variation »} \quad (2.2)$$

La lettre grecque Δ (delta) signifie « variation de ». Par exemple, ΔV indique une variation de tension et ΔT une variation de température. Le rapport $\Delta V / \Delta T$ représente le rapport de la variation de la tension sur la variation de la température.

On pose la règle suivante pour l'évolution de la barrière de potentiel.

La barrière de potentiel d'une diode au silicium décroît de 2 mV pour une augmentation de 1 degré Celsius.

Donc :

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = -2 \text{ mV} / ^\circ\text{C} \quad (2.3)$$

soit :

$$\Delta V = (-2 \text{ mV} / ^\circ\text{C})\Delta T \quad (2.4)$$

Avec cette relation, on peut calculer le potentiel à toutes les températures de jonction.

Question 2.5

Soit une tension de barrière de 0,7 V à la température ambiante de 25 °C. Quelle est la valeur de la tension de barrière d'une diode au silicium quand la température de jonction est 100 °C ? 0 °C ?

Réponse Quand la température de jonction est 100 °C, la variation du potentiel de barrière est :

$$\Delta V = (-2 \text{ mV} / ^\circ\text{C}) \Delta T = (-2 \text{ mV} / ^\circ\text{C})(100 ^\circ\text{C} - 25 ^\circ\text{C}) = -150 \text{ mV}$$

Cela signifie que la tension de barrière a diminué de 150 mV à partir de sa valeur à la température ambiante. Soit :

$$V_B = 0,7 \text{ V} - 0,15 \text{ V} = 0,55 \text{ V}$$

Quand la température de jonction est 0 °C, la variation de tension est :

$$\Delta V = (-2 \text{ mV} / ^\circ\text{C}) \Delta T = (-2 \text{ mV} / ^\circ\text{C})(0 ^\circ\text{C} - 25 ^\circ\text{C}) = 50 \text{ mV}$$

Donc la tension de la barrière est plus grande de 50 mV que sa valeur à la température ambiante. Soit :

$$V_B = 0,7 V + 0,05 V = 0,75 V$$

2.5 Avez-vous compris ? Que deviendrait la tension de barrière avec une température de jonction de 50 °C ?

2.14 La diode en polarisation inverse

Approfondissons maintenant l'étude de la diode en polarisation inverse. Pour commencer, la zone déplétée évolue en fonction de cette grandeur, voyons ce que cela entraîne.

2.14.1 Le courant transitoire

Quand la tension inverse augmente, électrons libres et trous s'éloignent de la zone déplétée en laissant derrière eux des ions positifs et négatifs. Par conséquent, plus la tension inverse croît, plus la zone déplétée augmente. Quand elle s'ajuste à sa nouvelle dimension, un courant apparaît dans le circuit extérieur et il disparaît lorsque la zone déplétée cesse de croître.

La durée de ce courant transitoire dépend de la constante de temps RC du circuit extérieur, elle est généralement de l'ordre de la nanoseconde. Par conséquent, on néglige l'effet du courant transitoire au-dessous de 10 MHz.

2.14.2 Le courant de saturation inverse

On a vu précédemment que la polarisation directe élève les bandes d'énergie du côté n et permet aux électrons libres de traverser la zone déplétée. La polarisation inverse a un effet opposé, elle augmente la zone déplétée et abaisse les bandes d'énergie du côté n (figure 2.24).

Comme discuté précédemment, la polarisation directe d'une diode diminue la largeur de la zone déplétée et permet aux électrons libres de traverser la jonction. La polarisation inverse a l'effet opposé : elle élargit la zone déplétée en éloignant les trous et les électrons libres de la jonction.

Supposons que l'énergie thermique crée une paire électron-trou dans la zone déplétée (figure 2.24). L'électron libre en A et le trou en B contribuent maintenant au courant inverse. La tension inverse entraîne l'électron vers le bord droit de la diode et le trou vers le bord gauche. Ce trou supplémentaire permet l'entrée d'un électron à la gauche du cristal.

Plus la température est haute, plus le courant de saturation est important. On peut retenir l'ordre de grandeur suivant : I_{sat} double pour un accroissement de 10 °C, ou encore :

$$\Delta I_{\text{sat}} (\text{en } \%) = 100 \% \text{ pour } \Delta T = +10 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (2.5)$$

Si le changement de température est plus petit, on utilise :

$$\Delta I_{\text{sat}} (\text{en } \%) = 7 \% \text{ pour } \Delta T = +1 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (2.6)$$

Le courant de saturation augmente de 7 % pour chaque accroissement de 1 °C ; c'est une bonne approximation de la règle des 10 °C.

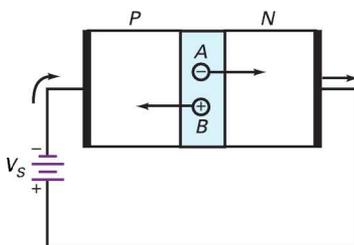


Figure 2.24
L'énergie thermique produit des électrons libres et des trous dans la zone déplétée.

2.14.3 Silicium ou germanium ?

La distance entre la bande de valence et la bande de conduction est appelée la *bande interdite*. Plus elle est importante, plus il est difficile à l'énergie thermique de donner à un électron de valence la possibilité de faire le saut de la bande de valence à la bande de conduction. Par chance, le silicium a une bande interdite importante, cela entraîne qu'il a peu de paires électron-trou à la température ambiante.

Dans le germanium, la bande de valence et la bande de conduction sont plus proches, la bande interdite est plus faible. Pour cette raison, il existe beaucoup de paires électron-trou dans le germanium.

C'est l'inconvénient majeur signalé précédemment. Le courant inverse excessif empêche son utilisation dans les ordinateurs modernes, l'électronique grand public et les télécommunications.

2.14.4 Le courant de fuite superficiel

Après la brève discussion du paragraphe 2.10, rappelons ce qu'est un courant inverse passant par la surface du cristal. Pourquoi existe-t-il ? Envisageons les atomes des surfaces supérieure et inférieure du cristal (figure 2.25a). N'ayant pas de voisin, ils possèdent seulement six électrons de valence soit deux trous par atome superficiel. En représentant ces trous le long de la surface du cristal, on imagine un semi-conducteur *p* (figure 2.25b) qui permet à un électron d'entrer par le contact de gauche, de traverser l'échantillon grâce aux trous superficiels et d'atteindre le contact de droite. On obtient par ce moyen un petit courant inverse de surface.

Le courant de fuite superficiel I_{FS} est directement proportionnel à la tension inverse V_{inv} . Par exemple, si on double la tension inverse, il double, d'où la définition de la résistance superficielle :

$$R_{FS} = \frac{V_{inv}}{I_{FS}} \quad (2.7)$$

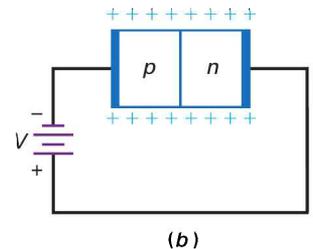
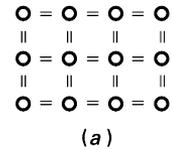


Figure 2.25
(a) Atomes sur la surface du cristal dépourvus de voisins ;
(b) trous superficiels.

Question 2.6

Une diode au silicium présente un courant de saturation de 5 nA à 25 °C. Quelle est la valeur du courant de saturation à 100 °C ?

Réponse La variation de température est :

$$\Delta T = 100 \text{ °C} - 25 \text{ °C} = 75 \text{ °C}$$

Selon la relation (2.5), il y a sept doublements entre 25 °C et 95 °C :

$$I_{sat} = (2^7)(5 \text{ nA}) = 640 \text{ nA}$$

Selon la relation (2.6), comme il y a une augmentation de 5 °C entre 95 °C et 100 °C :

$$I_{sat} = (1,07^5)(640 \text{ nA}) = 898 \text{ nA}$$

2.6 Avez-vous compris ? En gardant la même diode, que deviendrait la valeur du courant de saturation à 80 °C ?

Question 2.7

Si le courant de fuite superficiel est de 2 nA pour une tension inverse égale à 25 V, quelle est sa valeur pour une tension inverse égale à 35 V ?

Réponse On peut résoudre ce problème de deux manières. Premièrement en calculant la résistance superficielle :

$$R_{\text{FS}} = \frac{25 \text{ V}}{2 \text{ nA}} = 12,5(10^9) \Omega$$

puis en déduisant le courant de fuite :

$$I_{\text{FS}} = \frac{35 \text{ V}}{12,5(10^9) \Omega} = 2,8 \text{ nA}$$

Deuxièmement, en appliquant la proportionnalité du courant de fuite à la tension inverse :

$$I_{\text{FS}} = \frac{35 \text{ V}}{25 \text{ V}} \times 2 \text{ nA} = 2,8 \text{ nA}$$

2.7 Avez-vous compris ? Quelle serait la valeur du courant de fuite superficiel pour une tension inverse égale à 100 V ?

Réviser

Résumé

2.1 Les conducteurs

Un atome neutre de cuivre possède un seul électron sur sa dernière orbite. Celui-ci peut être facilement enlevé, il est appelé *électron libre*. Le cuivre est un bon conducteur car une faible tension permet à cet électron libre de passer d'un atome à l'autre.

2.2 Les semi-conducteurs

Le silicium est le semi-conducteur le plus largement utilisé. Un atome isolé de silicium possède quatre électrons sur son orbite de valence, ce nombre est la clé de la conductivité. Les conducteurs ont un électron de valence, les semi-conducteurs quatre, les isolants huit.

2.3 Le cristal de silicium

Chaque atome de silicium dans un cristal possède quatre électrons de valence plus quatre autres mis en commun avec quatre voisins. À la température ambiante, il y a très peu d'électrons libres et de trous produits par l'énergie

thermique. Pour un électron ou un trou, le temps écoulé entre la génération et la recombinaison est la *durée de vie*.

2.4 Les semi-conducteurs intrinsèques

Un semi-conducteur intrinsèque est un semi-conducteur pur. Quand on lui applique une tension extérieure, les électrons vont vers le pôle + de la pile, les trous vers le pôle -.

2.5 Les deux types de flux de porteurs

Deux types de flux de porteurs existent dans un semi-conducteur pur. D'une part, le flux d'électrons libres par les grandes orbites (bande de conduction) et d'autre part le flux des trous par l'intermédiaire d'orbites plus petites (bande de valence).

2.6 Doper un semi-conducteur

Un semi-conducteur dopé est appelé *extrinsèque*, le dopage augmente sa conductivité. Quand un semi-conducteur intrinsèque est dopé avec des atomes pentavalents (donneurs), il y a beaucoup plus d'électrons libres que de trous. Quand il est dopé avec des atomes trivalentes (accepteurs), il y a beaucoup plus de trous que d'électrons libres.

2.7 Les deux types de semi-conducteurs extrinsèques

Dans un semi-conducteur de type n , les électrons libres sont les porteurs majoritaires et les trous les porteurs minoritaires. Dans un semi-conducteur de type p , les trous sont les porteurs majoritaires et les électrons libres les porteurs minoritaires.

2.8 La diode non polarisée

Une diode non polarisée présente une zone déplétée à la jonction pn . Les ions de cette zone produisent une barrière de potentiel. À la température ambiante, elle vaut 0,7 V pour le silicium et 0,3 V pour le germanium.

2.9 La polarisation directe

En polarisation directe, la tension extérieure s'oppose à la barrière de potentiel, et lorsqu'elle est la plus grande, un courant important passe. En d'autres termes, le courant traverse facilement une diode polarisée en direct.

2.10 La polarisation inverse

Quand la tension extérieure s'ajoute à la barrière de potentiel, la diode est en polarisation inverse. Si cette tension augmente, la largeur de la zone déplétée augmente et le courant inverse reste sensiblement nul.

2.11 Le claquage

Trop de tension inverse provoque un phénomène d'avalanche ou un effet Zener. Dans ce cas, un fort courant inverse détruit la diode. Généralement, les diodes n'opèrent jamais au claquage, sauf les diodes Zener étudiées dans le cinquième chapitre.

2.12 Niveaux d'énergie

Plus l'orbite occupée est grande, plus le niveau d'énergie de l'électron est haut. Si une force extérieure amène un électron sur un niveau supérieur, celui-ci cédera l'énergie acquise lors du retour à son orbite initiale.

2.13 Barrière de potentiel et température

Lorsque la température augmente, la largeur de la zone déplétée diminue et la barrière de potentiel diminue d'environ 2 mV par augmentation de 1 °C pour une diode au silicium.

2.14 La diode en polarisation inverse

Il y a trois composantes dans le courant inverse d'une diode. La première est le courant transitoire qui existe lorsque la polarisation varie. La deuxième est le courant des porteurs minoritaires, également appelé *courant de saturation*. La troisième est le courant de fuite superficiel qui augmente quand la tension inverse augmente.

Définitions

(2.2) Δ : « variation de »

$$(2.7) R_{FS} = \frac{V_{inv}}{I_{FS}}$$

Loi

(2.1) Saturation de valence : $n = 8$

Relations

$$(2.3) \frac{\Delta V}{\Delta T} = -2 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$$

$$(2.4) \Delta V = (-2 \text{ mV} / ^\circ\text{C}) \Delta T$$

$$(2.5) \Delta I_{\text{sat}} (\text{en } \%) = 100 \% \text{ pour } \Delta T = +10 ^\circ\text{C}$$

$$(2.6) \Delta I_{\text{sat}} (\text{en } \%) = 7 \% \text{ pour } \Delta T = +1 ^\circ\text{C}$$

S'entraîner

Auto-évaluation

1. Le noyau de l'atome de cuivre contient combien de protons ?
- a) 1 c) 18
 b) 4 d) 29

2. La charge nette d'un atome neutre de cuivre est :
- a) 0 c) -1
 b) +1 d) +4
3. Si un électron de valence est retiré à un atome de cuivre, que devient la charge nette de l'atome ?
- a) 0 c) -1
 b) +1 d) +4

4. Quelle est l'attraction du noyau sur un électron de valence d'un atome de cuivre isolé ?
 a) Nulle c) Forte
 b) Faible d) Impossible à savoir
5. Combien y a-t-il d'électrons de valence dans un atome de silicium ?
 a) 0 c) 2
 b) 1 d) 4
6. Quel est le semi-conducteur le plus courant ?
 a) Le cuivre c) Le silicium
 b) Le germanium d) Aucun d'entre eux
7. Combien y a-t-il de protons dans le noyau de l'atome de silicium ?
 a) 4 c) 29
 b) 14 d) 32
8. Les atomes de silicium s'organisent selon un motif régulier appelé :
 a) liaison de covalence c) semi-conducteur
 b) cristal d) orbite de valence
9. Un semi-conducteur intrinsèque possède des trous à la température ambiante. Quelle est la cause de leur existence ?
 a) Le dopage
 b) Les électrons libres
 c) L'énergie thermique
 d) Les électrons de valence
10. Lorsqu'un électron passe à un niveau orbital supérieur, son niveau d'énergie par rapport au noyau :
 a) augmente c) reste le même
 b) diminue d) dépend du type d'atome
11. La fusion d'un électron libre et d'un trou s'appelle :
 a) une liaison de covalence
 b) la durée de vie
 c) une recombinaison
 d) l'énergie thermique
12. À la température ambiante, un cristal de silicium se comporte comme :
 a) une pile c) un isolant
 b) un conducteur d) un morceau de fil de cuivre
13. Le temps écoulé entre la création d'un trou et sa disparition s'appelle :
 a) le dopage c) la recombinaison
 b) la durée de vie d) la valence
14. Un électron de valence d'un conducteur est aussi nommé :
 a) électron de liaison c) noyau
 b) électron libre d) proton
15. Un conducteur possède combien de types de flux de porteurs ?
 a) 1 c) 3
 b) 2 d) 4
16. Un semi-conducteur possède combien de types de flux de porteurs ?
 a) 1 c) 3
 b) 2 d) 4
17. Quand une tension est appliquée sur un semi-conducteur, les trous vont :
 a) loin du potentiel négatif
 b) vers le potentiel positif
 c) dans le circuit externe
 d) dans aucune de ces directions
18. Dans un semi-conducteur, l'orbite de valence est saturée lorsqu'elle contient :
 a) 1 électron c) 4 électrons
 b) des ions (+) d) 8 électrons et (-) égaux
19. Dans un semi-conducteur intrinsèque, le nombre d'électrons libres est :
 a) égal au nombre des trous
 b) plus grand que le nombre de trous
 c) plus faible que le nombre de trous
 d) aucun des cas précédents
20. Le zéro absolu vaut :
 a) $-273\text{ }^{\circ}\text{C}$ c) $25\text{ }^{\circ}\text{C}$
 b) $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ d) $50\text{ }^{\circ}\text{C}$.
21. Au zéro absolu, un semi-conducteur intrinsèque possède :
 a) un peu d'électrons libres
 b) beaucoup de trous
 c) beaucoup d'électrons libres
 d) ni trou, ni électron libre
22. À la température ambiante, un semi-conducteur intrinsèque possède :
 a) un peu d'électrons libres et de trous
 b) beaucoup de trous
 c) beaucoup d'électrons libres
 d) aucun trou
23. Le nombre d'électrons libres et de trous dans un semi-conducteur intrinsèque augmente quand la température :
 a) diminue c) reste la même
 b) augmente d) aucun des cas précédents
24. Un flux des électrons vers la droite signifie que les trous se dirigent vers :
 a) la gauche c) n'importe où
 b) la droite d) aucun des cas précédents
25. Les trous se comportent comme des :
 a) atomes c) charges négatives
 b) cristaux d) charges positives

26. Combien un atome trivalent a-t-il d'électrons de valence ?
 a) 1 c) 4
 b) 3 d) 5
27. Combien un atome donneur a-t-il d'électrons de valence ?
 a) 1 c) 4
 b) 3 d) 5
28. Pour réaliser un semi-conducteur p , que faut-il utiliser ?
 a) Des atomes accepteurs
 b) Des atomes donneurs
 c) Des impuretés pentavalentes
 d) Du silicium
29. Dans quel type de semi-conducteur les trous sont-ils minoritaires ?
 a) Extrinsèque c) Type n
 b) Intrinsèque d) Type p
30. Combien d'électrons libres y a-t-il dans un semi-conducteur p ?
 a) Beaucoup
 b) Aucun
 c) Uniquement ceux produits par l'énergie thermique
 d) Autant que de trous
31. L'argent est un très bon conducteur, combien a-t-il d'électrons de valence ?
 a) 1 c) 18
 b) 4 d) 29
32. Un semi-conducteur intrinsèque possède un milliard d'électrons libres à la température ambiante. Combien aura-t-il de trous si la température tombe à $0\text{ }^{\circ}\text{C}$?
 a) Beaucoup moins qu'un milliard
 b) Un milliard
 c) Plus d'un milliard
 d) Impossible à savoir
33. Une source de tension externe est appliquée à un semi-conducteur n . Si l'extrémité gauche du cristal est positive, dans quel sens se déplacent les porteurs majoritaires ?
 a) Vers la gauche c) Ni l'un ni l'autre
 b) Vers la droite d) Impossible à savoir
34. Quel est l'intrus parmi les mots suivants ?
 a) Conducteur
 b) Semi-conducteur
 c) Quatre électrons de valence
 d) Structure cristalline
35. Que vaut approximativement la température ambiante ?
 a) $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ c) $50\text{ }^{\circ}\text{C}$
 b) $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ d) $75\text{ }^{\circ}\text{C}$
36. Combien y a-t-il d'électrons sur l'orbite de valence d'un atome de silicium dans un cristal ?
 a) 1 c) 8
 b) 4 d) 14
37. Les ions positifs sont des atomes qui :
 a) ont gagné un proton
 b) ont perdu un proton
 c) ont gagné un électron
 d) ont perdu un électron
38. Qu'est-ce qui caractérise un semi-conducteur n ?
 a) Il est neutre
 b) Il est chargé positif
 c) Il est chargé négatif
 d) Il contient beaucoup de trous
39. Un semi-conducteur p contient des trous et des :
 a) ions positifs c) atomes pentavalents
 b) ions négatifs d) atomes donneurs
40. Qu'est-ce qui caractérise un semi-conducteur p ?
 a) Il est neutre
 b) Il est chargé positif
 c) Il est chargé négatif
 d) Il contient beaucoup d'électrons libres
41. Par rapport à une diode au germanium, le courant inverse de saturation d'une diode au silicium est :
 a) égal à températures élevées
 b) inférieur
 c) égal à basses températures
 d) supérieur
42. Quelle est la cause de la zone déplétée ?
 a) Le dopage c) La barrière de potentiel
 b) La recombinaison d) Les ions
43. Quelle est la valeur de la barrière de potentiel d'une diode au silicium à la température ambiante ?
 a) $0,3\text{ V}$ c) 1 V
 b) $0,7\text{ V}$ d) $2\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$
44. Comparons les bandes interdites du germanium et du silicium :
 a) ce sont à peu près les mêmes
 b) celle du silicium est plus basse
 c) celle du silicium est plus haute
 d) on ne peut rien en dire
45. Dans une diode au silicium, le courant inverse est généralement :
 a) très faible
 b) très grand
 c) nul
 d) dans la zone de claquage
46. À température constante, on augmente la tension de polarisation inverse d'une diode au silicium. Son courant de saturation :
 a) augmente
 b) diminue
 c) reste le même
 d) est égal au courant de fuite superficiel

47. La tension où l'avalanche survient s'appelle :
- a) barrière de potentiel
 - b) zone déplétée
 - c) tension de seuil
 - d) tension de claquage
48. La barrière énergétique de la jonction *pn* d'une diode diminue lorsque la diode est :
- a) polarisée en sens direct
 - b) non polarisée
 - c) polarisée en sens inverse
 - d) non conductrice
49. Quand la tension inverse passe de 10 V à 5 V, la zone déplétée :
- a) diminue de largeur
 - b) augmente de largeur
 - c) ne varie pas
 - d) claque
50. Quand une diode est polarisée en direct, la recombinaison des électrons et des trous peut produire :
- a) de la chaleur
 - b) de la lumière
 - c) une radiation
 - d) tout ce qui précède
51. Une tension inverse de 10 V est appliquée sur une diode. Quelle est la tension sur la zone déplétée ?
- a) 0 V
 - b) 0,7 V
 - c) 10 V
 - d) Aucune des précédentes
52. Dans un atome de silicium, la bande interdite est la distance entre la bande de valence et :
- a) le noyau
 - b) la bande de conduction
 - c) le cœur de l'atome
 - d) les ions positifs
53. Le courant de saturation inverse double quand la température de la jonction augmente de :
- a) 1 °C
 - b) 2 °C
 - c) 4 °C
 - d) 10 °C
54. Le courant de fuite superficiel double quand la tension appliquée augmente de :
- a) 7 %
 - b) 100 %
 - c) 200 %
 - d) 2 mV
- 2.3 Classez les éléments suivants en conducteur ou semi-conducteur :
- a) germanium
 - b) argent
 - c) silicium
 - d) or
- 2.4 Si un cristal de silicium pur comporte 500 000 trous, combien d'électrons libres a-t-il ?
- 2.5 Une diode est polarisée en direct. Si un courant de 5 mA passe du côté *n*, quelle est l'intensité du courant :
- a) du côté *p* ?
 - b) dans les fils de connexion ?
 - c) à la jonction ?
- 2.6 Attribuez chaque propriété au semi-conducteur de type *n* ou de type *p* :
- a) il est dopé par des atomes accepteurs
 - b) le cristal contient des impuretés pentavalentes
 - c) les porteurs majoritaires sont des trous
 - d) des atomes donneurs sont introduits dans le cristal
 - e) les porteurs minoritaires sont des électrons libres
- 2.7 Un concepteur veut utiliser une diode au silicium dans une gamme de température allant de 0 °C à 75 °C. Quelles sont les valeurs minimale et maximale de la barrière de potentiel ?
- 2.8 Une diode au silicium a un courant de saturation de 10 nA de 25 °C à 75 °C. Quelles sont les valeurs minimale et maximale du courant de saturation ?
- 2.9 Une diode au silicium présente un courant inverse de 5 μA à 25 °C et 100 μA à 100 °C. En déduire les valeurs du courant de saturation et du courant de fuite à 25 °C.

Approfondissement

- 2.10 Sous une tension inverse de 10 V, une diode présente un courant de fuite superficiel de 10 nA. Quelle est sa valeur si la tension inverse est portée à 100 V ?
- 2.11 Pour construire des ordinateurs, on utilise des composants avec des diodes. La vitesse de calcul dépend de la rapidité de la diode pour passer de l'état bloqué à l'état passant. À partir de ce que vous savez maintenant, que doit-on faire pour augmenter cette rapidité ?

Exercices

- 2.1 Quelle est la charge nette d'un atome de cuivre qui a gagné deux électrons ?
- 2.2 Quelle est la charge nette d'un atome de silicium qui a gagné trois électrons de valence ?

Questions de débogage avec Multisim

Les fichiers de débogage Multisim sont téléchargeables sur www.dunod.com, sur la page dédiée à l'ouvrage.

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC02-12** à **MTC02-16**.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 2.12 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC02-12**.
- 2.13 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC02-13**.
- 2.14 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC02-14**.
- 2.15 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC02-15**.
- 2.16 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC02-16**.

Questions d'un recruteur

Une équipe d'experts en électronique a élaboré ces questions. Dans la plupart des cas, ce manuel donne suffisamment d'informations pour y répondre. Occasionnellement, vous pourrez tomber sur un terme inconnu ; si cela arrive, recherchez le terme dans un dictionnaire technique. Une réponse à une question peut aussi ne pas être contenue dans ce manuel ; dans ce cas, faites une recherche en bibliothèque.

- 1. Dites-moi pourquoi le cuivre est un bon conducteur électrique.
- 2. En quoi un semi-conducteur diffère-t-il d'un conducteur ? Illustrez votre réponse par un schéma.
- 3. Dites-moi tout ce que vous savez sur les trous et en quoi ils diffèrent des électrons libres. Joignez des dessins.
- 4. Donnez-moi le principe de base du dopage des semi-conducteurs. Je veux voir des croquis pour étayer votre explication.
- 5. Montrez-moi, à l'aide de croquis et d'explications, pourquoi un courant existe dans une diode polarisée en direct.
- 6. Dites-moi pourquoi un très faible courant traverse une diode polarisée en inverse.

- 7. Une diode polarisée en inverse peut claquer sous certaines conditions. Je voudrais que vous me décriviez le phénomène d'avalanche avec suffisamment de détails pour que je puisse comprendre.
- 8. Je voudrais savoir pourquoi une diode électroluminescente produit de la lumière. Dites-moi tout.
- 9. Les trous se déplacent-ils dans un conducteur ? Pourquoi ? Qu'arrive-t-il aux trous quand ils atteignent le bord d'un semi-conducteur ?
- 10. Qu'est-ce que le courant de fuite superficiel ?
- 11. Pourquoi la recombinaison est-elle importante dans la diode ?
- 12. En quoi le silicium extrinsèque diffère-t-il du silicium intrinsèque, et pourquoi la différence est-elle importante ?
- 13. Décrivez à votre façon le mécanisme de formation de la jonction *pn*. Dans votre réponse, vous expliquerez la formation de la zone déplétée.
- 14. Dans une jonction *pn*, quelles charges se déplacent : les trous ou les électrons libres ?

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | |
|--------|--------|--------|--------|
| 1. d) | 15. a) | 29. d) | 43. b) |
| 2. a) | 16. b) | 30. c) | 44. c) |
| 3. b) | 17. d) | 31. a) | 45. a) |
| 4. b) | 18. d) | 32. a) | 46. c) |
| 5. d) | 19. a) | 33. b) | 47. d) |
| 6. c) | 20. a) | 34. a) | 48. a) |
| 7. b) | 21. d) | 35. b) | 49. a) |
| 8. b) | 22. a) | 36. c) | 50. d) |
| 9. c) | 23. a) | 37. c) | 51. c) |
| 10. a) | 24. a) | 38. a) | 52. b) |
| 11. c) | 25. d) | 39. b) | 53. d) |
| 12. c) | 26. b) | 40. a) | 54. b) |
| 13. b) | 27. b) | 41. b) | |
| 14. b) | 28. a) | 42. b) | |

Avez-vous compris ?

- 2.4 environ 5 millions de trous.
- 2.5 $V_B = 0,65 \text{ V}$.
- 2.6 $I_S = 224 \text{ nA}$.
- 2.7 $I_{SL} = 8 \text{ nA}$.

La théorie de la diode

3

Objectifs

- Dessiner le symbole d'une diode et étiqueter l'anode et la cathode.
- Dessiner la caractéristique d'une diode et repérer les points et les zones importants.
- Décrire la diode idéale.
- Décrire l'approximation du deuxième ordre.
- Décrire l'approximation du troisième ordre.
- Énumérer quatre données fondamentales décrites dans les fiches techniques.
- Décrire comment tester une diode au moyen d'un multimètre ou d'un voltmètre.
- Décrire la relation entre composants, circuits et systèmes.

Vocabulaire

Anode	Composant non linéaire	Droite de charge	Résistance série
Cathode	Courant direct maximal	Gamme de puissance	Système électronique
Composant linéaire	Diode idéale	Résistance ohmique	Tension de seuil

En quelques mots

Ce chapitre approfondit la découverte de la diode. Après l'étude de sa caractéristique, nous envisagerons ses approximations. Elles sont nécessaires car la détermination exacte est très pénible et demande beaucoup de temps. Le cas idéal est suffisant pour le dépannage, la deuxième approximation donne rapidement une solution facile ; au-delà, la troisième approximation fournit une meilleure précision, et la simulation numérique la réponse quasi exacte.

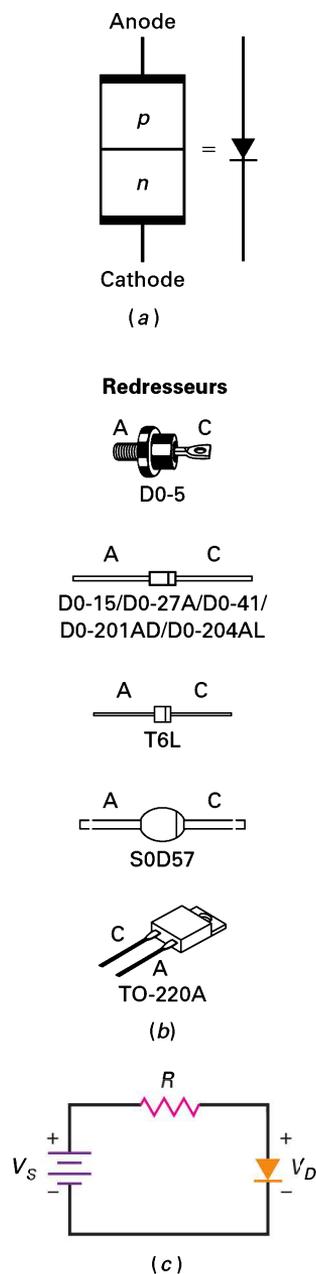


Figure 3.1
Diode.
(a) Symbole graphique ;
(b) diodes types ;
(c) polarisation directe.

3.1 Concepts fondamentaux

Une résistance ordinaire est un **composant linéaire**, sa caractéristique courant tension est une ligne droite. Pour la diode c'est différent, c'est un **composant non linéaire**, sa caractéristique n'est pas une ligne droite. La barrière de potentiel en est la cause : si la tension appliquée est plus petite qu'elle, le courant est faible ; quand la tension sur la diode dépasse la barrière de potentiel, le courant à travers la diode augmente rapidement.

3.1.1 Symbole graphique et diverses formes de diodes

La figure 3.1a montre la structure *pn* et le symbole graphique de la diode. Le côté *p* s'appelle l'**anode** et le côté *n* la **cathode**. Le symbole de la diode ressemble à une flèche qui pointe de *p* vers *n* : de l'anode à la cathode. La figure 3.1b présente quelques diodes types. Sur la plupart d'entre elles la connexion relative à la cathode est repérée par une bande de couleur.

3.1.2 Le circuit élémentaire de la diode

La figure 3.1c illustre le circuit de la polarisation directe de la diode. Comment le reconnaître ? Parce que le pôle positif de la source est relié à travers une résistance au côté *p* de la diode, et le pôle négatif au côté *n*. Avec cette connexion, le circuit essaie de pousser les trous et les électrons libres vers la jonction.

Dans les circuits plus complexes, il peut être difficile de repérer si la diode est polarisée en direct. Voici une règle, posons-nous la question : est-ce que le circuit extérieur pousse le courant dans le *sens naturel* ? Si la réponse est oui, la diode est polarisée en direct.

Quel est le sens naturel du courant ? Selon la représentation conventionnelle du courant, il est donné par le sens de la flèche. Par contre, le déplacement des électrons s'effectue dans l'autre sens.

Quand une diode est contenue dans un circuit complexe, le théorème de Thévenin détermine si celle-ci est polarisée en direct. Par exemple, si le théorème de Thévenin donne le circuit équivalent de la figure 3.1c, la diode est polarisée en direct.

3.1.3 La région passante

La figure 3.1c montre un circuit réalisable en laboratoire. Après avoir effectué les connexions, on mesure le courant qui traverse la diode en fonction de la tension à ses

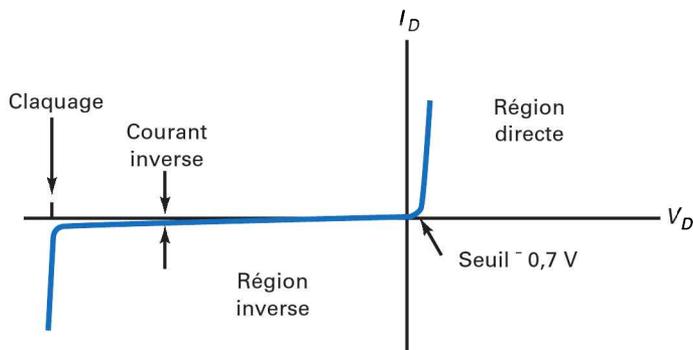


Figure 3.2
Caractéristique $I(V)$ d'une diode.

bornes. On peut aussi inverser la polarité de la source continue et mesurer le courant en fonction de la tension en polarisation inverse. En traçant le courant en fonction de la tension, on obtient une caractéristique $I(V)$ similaire à celle de la figure 3.2.

C'est un résumé visuel des principes étudiés dans le chapitre précédent. En effet, si la diode est polarisée en direct, il existe un courant notable à partir des tensions appliquées supérieures à la barrière de potentiel. Si la diode est polarisée en inverse, il n'y a presque pas de courant tant que la tension n'atteint pas la tension de claquage. Dans ce cas, l'avalanche génère un grand courant inverse qui détruit la diode.

3.1.4 La tension de seuil

Dans la région directe, la tension pour laquelle le courant commence à augmenter rapidement s'appelle la **tension de seuil** de la diode. Elle est égale à la barrière de potentiel. L'analyse du circuit de la diode se réduit habituellement à déterminer si la tension sur la diode est supérieure ou inférieure à la tension de seuil. Si elle est supérieure, la diode conduit facilement ; si elle est inférieure, la diode ne conduit pas. La tension de seuil d'une diode au silicium est :

$$V_{\text{seuil}} \approx 0,7 \text{ V} \quad (3.1)$$

(Note : le symbole \approx signifie « approximativement égal à ».)

Bien que les diodes au germanium soient rarement utilisées dans les équipements modernes, on peut encore les rencontrer dans de vieux montages. Pour cette raison, il faut se rappeler que la tension de seuil d'une diode au germanium est approximativement égale à 0,3 V. Cette faible tension de seuil est un avantage à prendre en compte pour certaines applications.

3.1.5 La résistance série

Au-dessus de la tension de seuil, le courant croît rapidement ; une faible augmentation de la tension sur la diode entraîne une forte augmentation du courant qui la traverse. La barrière de potentiel surmontée, la limitation du courant vient de la **résistance ohmique** des régions p et n . En d'autres termes, les régions p et n sont deux morceaux de semi-conducteurs séparés ayant chacun une résistance classique mesurable.

La somme de ces deux résistances s'appelle la **résistance série** de la diode. Elle est définie par :

$$R_{\text{série}} = R_p + R_n \quad (3.2)$$

La résistance série dépend de la taille et du dopage des régions p et n . Elle est souvent inférieure à 1 k Ω .

3.1.6 Le courant continu direct maximal

Si le courant dans la diode est trop important, la chaleur excessive peut la détruire. Pour cette raison, les fiches techniques indiquent le courant maximal que la diode peut supporter sans réduire sa durée de fonctionnement ou dégrader ses caractéristiques.

Le **courant direct maximal** est une des grandeurs maximales fournies, il peut être représenté par I_{max} , $I_{F(\text{max})}$, I_O , etc., selon les constructeurs. Par exemple, la diode 1N456 a un courant direct maximal de 135 mA, elle peut supporter continuellement un courant direct de 135 mA.

Bon à Savoir

Des diodes spécialisées, comme la diode Schottky, ont remplacé les diodes germanium dans les applications modernes nécessitant des seuils de tensions bas.

3.1.7 La dissipation de puissance

Le calcul de la puissance dissipée est le même que pour la résistance. Elle est égale au produit de courant dans la diode par la tension à ses bornes :

$$P_D = V_D I_D \quad (3.3)$$

La **gamme de puissance** est la puissance maximale que la diode peut dissiper sans nuire à sa durée de fonctionnement ou à ses caractéristiques. Sa définition est :

$$P_{\max} = V_{\max} I_{\max} \quad (3.4)$$

où V_{\max} est la tension correspondant à I_{\max} . Par exemple, si une diode a une tension maximale de 1 V pour un courant de 2 A, sa gamme de puissance est 2 W.

Question 3.1

La diode de la figure 3.3a est-elle polarisée en direct ou en inverse ?

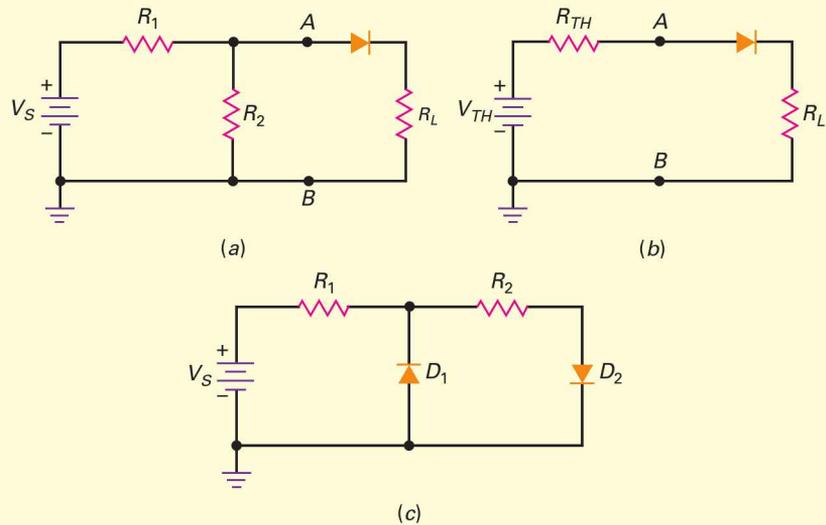


Figure 3.3

Réponse La tension sur R_2 est positive ; de ce fait, le circuit pousse le courant dans la direction naturelle. Si ce n'est pas clair, regardez le circuit équivalent de Thévenin en face de la diode (figure 3.3b). Pour déterminer le circuit de Thévenin équivalent, souvenez-vous que :

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_S) \text{ et } R_{TH} = \frac{R_1}{R_2}$$

Dans le circuit série, la source continue impose un courant dans le sens naturel de la diode, elle est polarisée en direct.

En cas de doute, transformez le circuit en un circuit série. Vous saurez si la source DC essaie d'imposer le courant dans le bon sens.

3.1 Avez-vous compris ? Les diodes de la figure 3.3c sont-elles polarisées en direct ou en inverse ?

Question 3.2

Une diode appartient à la gamme des 5 W. Si la tension à ses bornes est égale à 1,2 V pour un courant direct de 1,75 A, quelle est la puissance dissipée ? La diode sera-t-elle détruite ?

Réponse

$$P_D = (1,2 \text{ V})(1,75 \text{ A}) = 2,1 \text{ W}$$

C'est inférieur à la puissance maximale, la diode n'est pas détruite.

3.2 Avez-vous compris ? Quelle est la puissance dissipée dans la diode de l'exemple ci-dessus si la tension à ses bornes est 1,1 V pour un courant direct de 2 A ?

3.2 La diode idéale

La figure 3.4 montre une simulation de la région directe d'une diode : le courant dans la diode I_D en fonction de la tension V_D . On observe qu'il est presque nul jusqu'à ce que la tension arrive à la valeur de la barrière de potentiel. Entre 0,6 V et 0,7 V, le courant apparaît ; pour une tension supérieure à 0,8 V, il est significatif et la courbe est presque linéaire.

Selon la taille physique de la diode et ses dopages, des différences apparaissent dans le courant direct maximal, la gamme de puissance et d'autres caractéristiques. Pour avoir la solution exacte, on doit utiliser la courbe de la diode concernée. Bien que les valeurs exactes des courants et des tensions puissent varier d'une diode à l'autre, la forme de la courbe est identique pour toutes les diodes au silicium avec une tension de seuil d'environ 0,7 V.

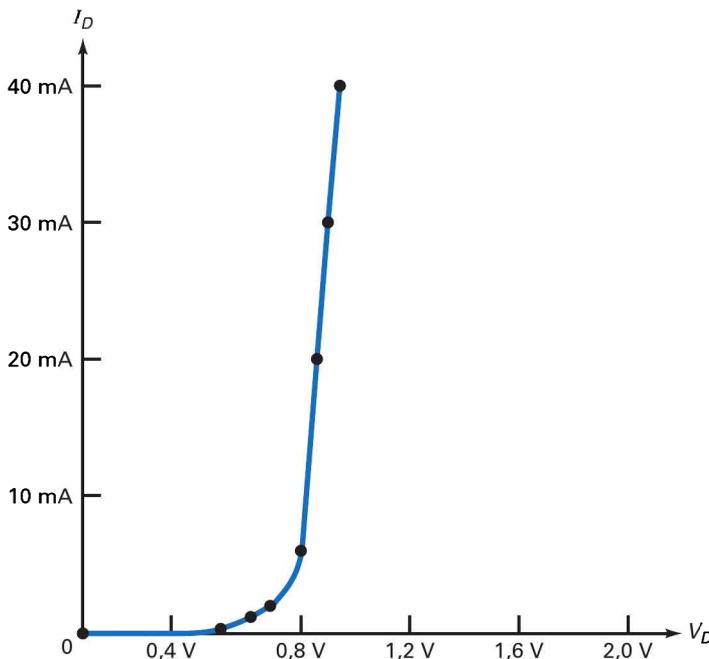


Figure 3.4
Caractéristique d'une diode au silicium classique.

Dans la plupart des cas, la solution exacte n'est pas nécessaire, c'est pourquoi on peut et on doit utiliser les approximations de la diode. Pour commencer, la plus simple est la **diode idéale**. En simplifiant, que doit faire une diode ? Conduire parfaitement quand elle est polarisée en direct, faiblement en inverse. La diode idéale se comporte comme un conducteur parfait (résistance nulle) en direct et un isolant parfait (résistance infinie) en inverse.

La figure 3.5a montre la courbe $I(I)$ d'une diode idéale, elle confirme ce qui vient d'être dit : résistance nulle en direct, résistance infinie en inverse. Il est impossible de réaliser un tel composant mais c'est ce que les constructeurs feraient s'ils le pouvaient.

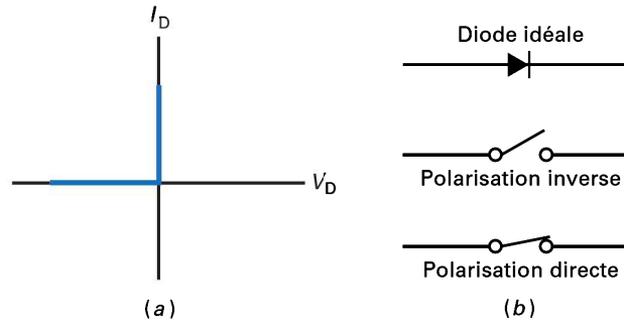


Figure 3.5
(a) $I(V)$ d'une diode idéale ;
(b) la diode idéale se comporte comme un interrupteur.

Y a-t-il un composant qui agisse comme une diode idéale ? Oui, un interrupteur ordinaire a une résistance nulle quand il est fermé et une résistance infinie quand il est ouvert. De ce fait la diode idéale se comporte comme un interrupteur fermé quand elle est en direct et un interrupteur ouvert quand elle est en inverse. La figure 3.5b résume l'idée de l'interrupteur.

Question 3.3

Utilisez l'hypothèse de la diode idéale pour calculer la tension et le courant dans la charge sur la figure 3.6a.

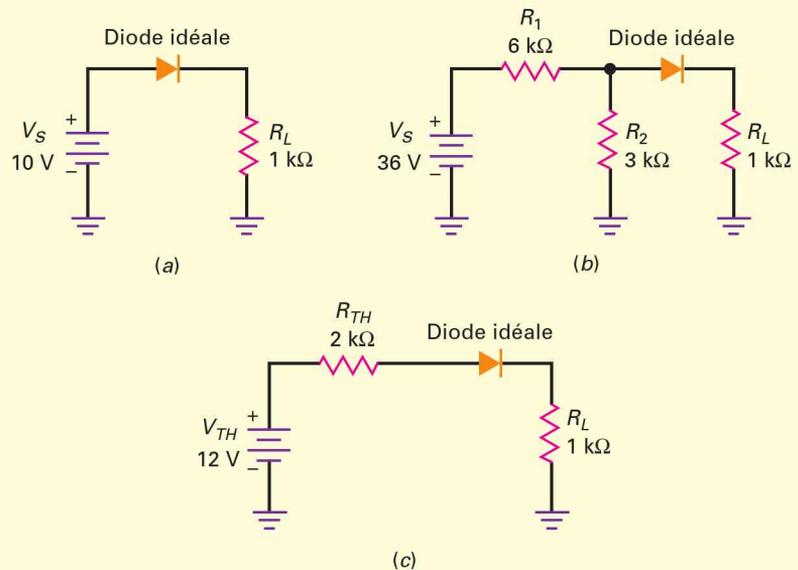


Figure 3.6

Réponse Comme la diode est polarisée en direct, elle se comporte comme un interrupteur fermé. De ce fait, toute la tension de la source se retrouve sur la charge :

$$V_L = 10 \text{ V}$$

La loi d'Ohm donne le courant :

$$I_L = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA}$$

3.3 Avez-vous compris ? En suivant la figure 3.6a, indiquez le courant de charge idéal si la tension de la source est de 5 V ?

Question 3.4

Utilisez l'hypothèse de la diode idéale pour calculer la tension et le courant dans la charge sur la figure 3.6b.

Réponse On peut appliquer le théorème de Thévenin sur la partie du circuit à gauche de la diode (figure 3.6b). De la diode vers la source, on voit un diviseur de tension avec 6 k Ω et 3 k Ω . La tension de Thévenin est égale à 12 V et la résistance équivalente de Thévenin à 2 k Ω . La figure 3.6c présente le circuit de Thévenin attaquant la diode.

Maintenant, le circuit série montre que la diode est polarisée en direct ; elle se comporte comme un interrupteur fermé. On a donc :

$$I_L = \frac{12 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 4 \text{ mA}$$

$$V_L = (4 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 4 \text{ V}$$

On peut ne pas utiliser le théorème de Thévenin (figure 3.6b). En assimilant la diode à un court-circuit, l'analyse du circuit donne 3 k Ω en parallèle avec 1 k Ω , soit 750 Ω . Le résultat de la loi d'Ohm est une chute de tension de 32 V sur les 6 k Ω et le reste de l'analyse fournit les mêmes valeurs de tension et de courant de charge.

3.4 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 3.6b avec une tension de 18 V au lieu de 36 V, trouvez la tension et le courant dans la charge pour une diode idéale.

3.3 Deuxième approximation

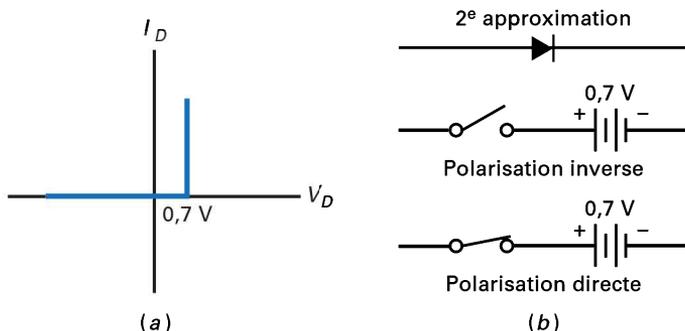
Le cas idéal est suffisant pour la plupart des dépannages, mais on n'est pas toujours en dépannage. Parfois, il faut une valeur plus précise du courant et de la tension de sortie. C'est maintenant que l'*approximation du deuxième ordre* intervient.

La figure 3.7a illustre la caractéristique $I(V)$ en deuxième approximation. Il n'existe pas de courant pour des tensions appliquées sur la diode inférieures à 0,7 V. À cette valeur, la diode conduit et la tension reste constante quel que soit le courant qui la traverse.

Bon à Savoir

Quand vous testez un circuit qui comprend une diode silicium qui est supposée polarisée en direct, une mesure de tension de diode beaucoup plus grande que 0,7 V signifie que la diode ne fonctionne plus et qu'elle est de fait en circuit ouvert.

Figure 3.7
 (a) Courbe $I(V)$ en deuxième approximation ;
 (b) circuit équivalent en deuxième approximation.



Le circuit équivalent de la diode dans ces conditions est représenté par la figure 3.7b. On assimile la diode à un interrupteur en série avec une barrière de potentiel égale à 0,7 V. Si la tension de Thévenin devant la diode est supérieure à 0,7 V, l'interrupteur est fermé et la tension sur la diode est 0,7 V quel que soit le courant.

Pour les tensions de Thévenin inférieures à 0,7 V, l'interrupteur est ouvert et il n'y a pas de courant dans la diode.

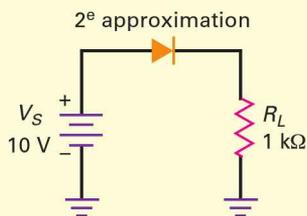


Figure 3.8

Question 3.5

Utilisez la deuxième approximation pour calculer le courant, la tension sur la charge et la puissance dissipée sur la diode de la figure 3.8.

Réponse La diode est en direct, elle est équivalente à une pile de 0,7 V. La tension sur la charge est donc égale à la tension de la source moins celle de la diode :

$$V_L = 10 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 9,3 \text{ V}$$

La loi d'Ohm donne le courant :

$$I_L = \frac{9,3 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 9,3 \text{ mA}$$

La puissance sur la diode vaut :

$$P_D = (0,7 \text{ V})(9,3 \text{ mA}) = 6,51 \text{ mW}$$

3.5 Avez-vous compris ? Sur la figure 3.8 la source de tension passe de 10 V à 5 V. Calculez à nouveau la tension sur la charge, le courant et la puissance dissipée par la diode.

Question 3.6

Calculez la tension, le courant et la puissance sur la charge et la puissance sur la diode de la figure 3.9a en utilisant la deuxième approximation.

Réponse De nouveau, nous utilisons le théorème de Thévenin pour le circuit à gauche de la diode. Comme avant, la tension de Thévenin est égale à 12 V et la résistance de Thévenin est égale à 2 kΩ (figure 3.9b).

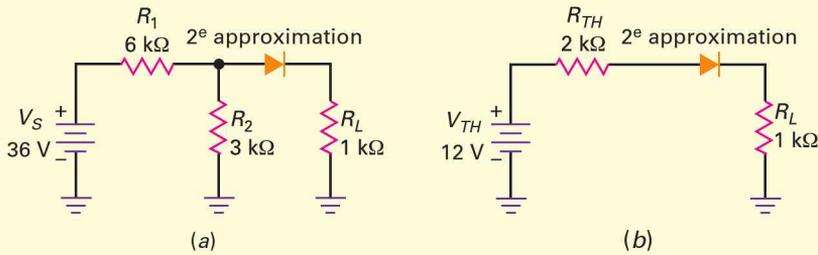


Figure 3.9
(a) Circuit de départ ;
(b) circuit simplifié par le théorème de Thévenin

La tension sur la diode est 0,7 V donc le courant dans la charge vaut :

$$I_L = \frac{12 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 3,77 \text{ mA}$$

La tension sur la charge est :

$$V_L = (3,77 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 3,77 \text{ V}$$

La puissance dans la diode est :

$$P_D = (0,7 \text{ V})(3,77 \text{ mA}) = 2,64 \text{ mW}$$

3.6 Avez-vous compris ? Reprenez la question 3.6 en utilisant une source de tension de 18 V plutôt que 36 V.

3.4 Troisième approximation

Dans la *troisième approximation*, la résistance série $R_{\text{série}}$ est incluse. La figure 3.10a illustre l'effet qu'elle a sur la caractéristique de la diode. Après la mise en conduction, la tension croît linéairement en fonction du courant. Plus le courant est important, plus la tension augmente sous l'effet de la résistance série.

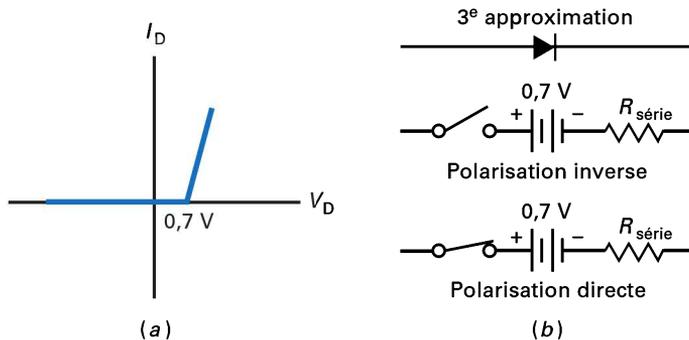


Figure 3.10
(a) Caractéristique de la diode en troisième approximation ;
(b) circuit équivalent.

Le schéma équivalent dans la troisième approximation comprend un interrupteur en série avec une barrière de potentiel de 0,7 V et une résistance $R_{\text{série}}$ (figure 3.10b). Si la tension sur la diode est supérieure à 0,7 V, la diode est passante et la tension à ses bornes est :

$$V_D = 0,7 \text{ V} + I_D R_{\text{série}} \quad (3.5)$$

Souvent, la résistance série est inférieure à 1Ω , et elle est ignorée dans les calculs. Une règle utile institue que la résistance série est négligeable si :

$$R_{\text{série}} < 0,01 R_{\text{TH}} \quad (3.6)$$

Si la résistance série de la diode est inférieure au centième de la résistance de Thévenin du circuit, la négliger provoque une erreur inférieure à 1 %. La troisième approximation s'utilise rarement car les circuits vérifient souvent la relation (3.6).

Question 3.7

La diode 1N4001 de la figure 3.11a possède une résistance série égale à $0,23 \Omega$.

Quels sont le courant, la tension sur la charge et la puissance dissipée par la diode ?

Réponse En substituant à la diode son équivalent en troisième approximation, on obtient le schéma de la figure 3.11b. La résistance série peut être ignorée car elle est inférieure au centième de la résistance de charge. Dans ce cas, on applique la deuxième approximation pour résoudre le problème, ce qui a déjà été fait dans l'exemple 3.6 et donne 9,3 V, 9,3 mA et 6,51 mW.

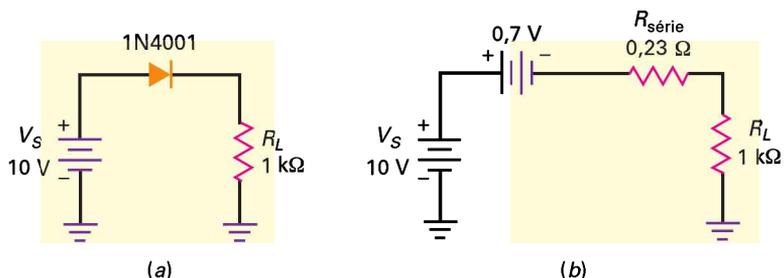


Figure 3.11

III Multisim

Question 3.8

Reprenez la question 3.7 avec une résistance de charge égale à 10Ω .

Réponse La résistance totale du circuit équivalent (figure 3.12a) est :

$$R_T = 0,23 \Omega + 10 \Omega = 10,23 \Omega$$

La tension aux bornes de R_T est :

$$V_T = 10 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 9,3 \text{ V}$$

Par conséquent, le courant vaut :

$$I_L = \frac{9,3 \text{ V}}{10,23 \Omega} = 0,909 \text{ A}$$

La tension sur la charge est :

$$V_L = (0,909 \text{ A})(10 \Omega) = 9,09 \text{ V}$$

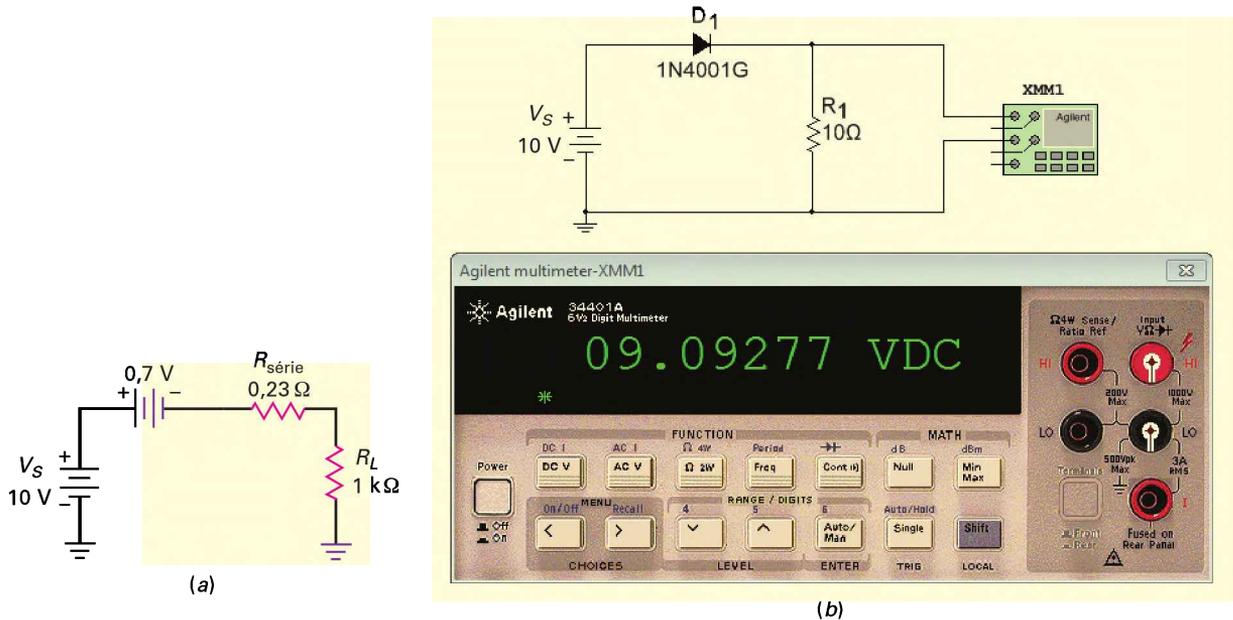


Figure 3.12

Pour calculer la puissance dissipée par la diode, il nous faut la tension à ses bornes. Pour la déterminer, deux méthodes sont possibles. On peut soustraire la tension de la charge à la tension de la source :

$$V_D = 10 \text{ V} - 9,09 \text{ V} = 0,91 \text{ V}$$

ou utiliser la relation (3.5) :

$$V_D = 0,7 \text{ V} + (0,909 \text{ A})(0,23 \Omega) = 0,909 \text{ V}$$

La légère différence provient des erreurs d'arrondi. La puissance dissipée par la diode est :

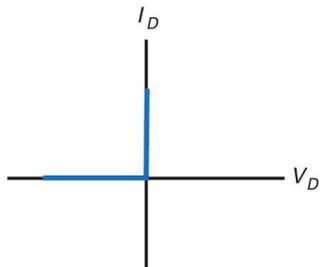
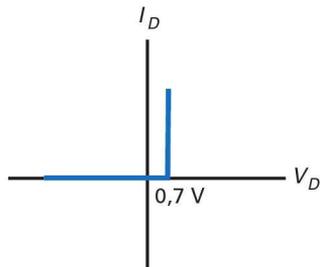
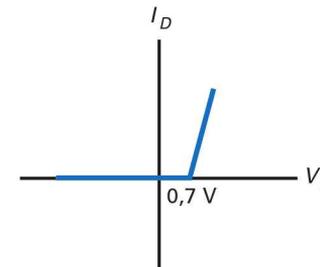
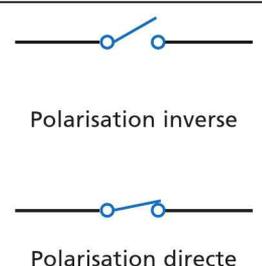
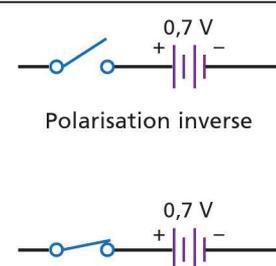
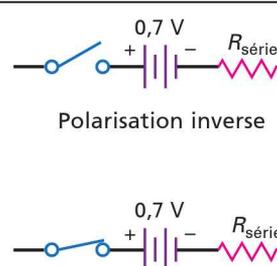
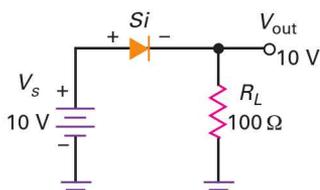
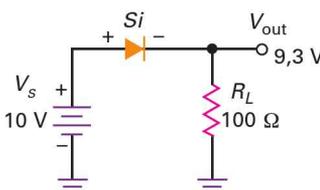
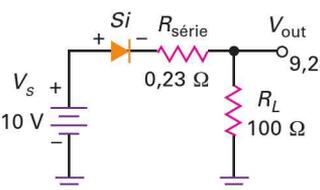
$$P_D = (0,909 \text{ V})(0,909 \text{ A}) = 0,826 \text{ W}$$

Deux remarques supplémentaires : la diode 1N4001 a un courant direct maximal égal à 1 A et une gamme de puissance égale à 1 W. La diode est près de ses limites avec la résistance 10 Ω . Ensuite, la tension sur la charge calculée avec la troisième approximation est 9,09 V, très proche des 9,08 V calculés par le simulateur comme le montre la figure 3.12b.

Le tableau *A retenir 3.1* dresse une synthèse des formes d'approximation des diodes.

3.8 Avez-vous compris ? Reprenez la question 3.8 en utilisant une source de tension de 5 V plutôt que 10 V.

À RETENIR 3.1 – Formes d'approximation de diodes

	Première ou idéale	Deuxième ou pratique	Troisième
Utilisation type	Dépannage et analyse rapide	Analyse technique simple	Analyse technique approfondie
Courbe caractéristique			
Circuit équivalent	 <p>Polarisation inverse</p> <p>Polarisation directe</p>	 <p>Polarisation inverse</p> <p>Polarisation directe</p>	 <p>Polarisation inverse</p> <p>Polarisation directe</p>
Exemple de circuit	 <p>$V_s = 10 \text{ V}$</p> <p>$R_L = 100 \Omega$</p> <p>$V_{out} = 10 \text{ V}$</p>	 <p>$V_s = 10 \text{ V}$</p> <p>$R_L = 100 \Omega$</p> <p>$V_{out} = 9,3 \text{ V}$</p>	 <p>$V_s = 10 \text{ V}$</p> <p>$R_L = 100 \Omega$</p> <p>$R_{série} = 0,23 \Omega$</p> <p>$V_{out} = 9,28 \text{ V}$</p>

3.5 Dépannage

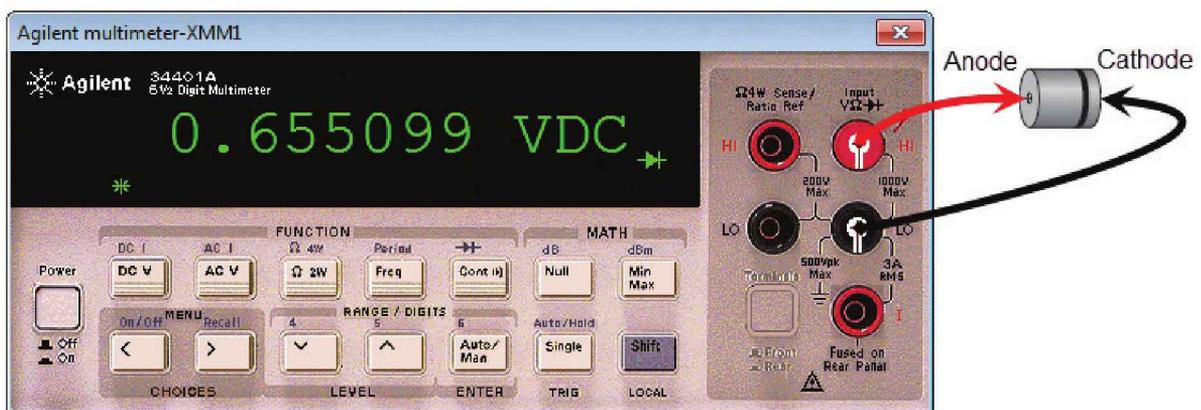
On peut très rapidement déterminer l'état d'une diode avec un ohmmètre sur la gamme des grandes résistances. On mesure la résistance continue dans l'une quelconque des directions, ensuite on inverse les connexions et on mesure de nouveau la résistance continue. Le courant direct dépend de la gamme utilisée pour l'ohmmètre, les valeurs obtenues dépendent des différentes gammes.

La chose importante à observer est le rapport élevé entre résistance inverse et résistance directe. Pour une diode au silicium classique, il peut être de l'ordre 1000/1. N'oubliez pas d'utiliser la gamme des grandes résistances pour éviter de détériorer la diode. Normalement, les gammes $R \times 100$ ou $R \times 1 \text{ K}$ permettront de bonnes mesures sans risques.

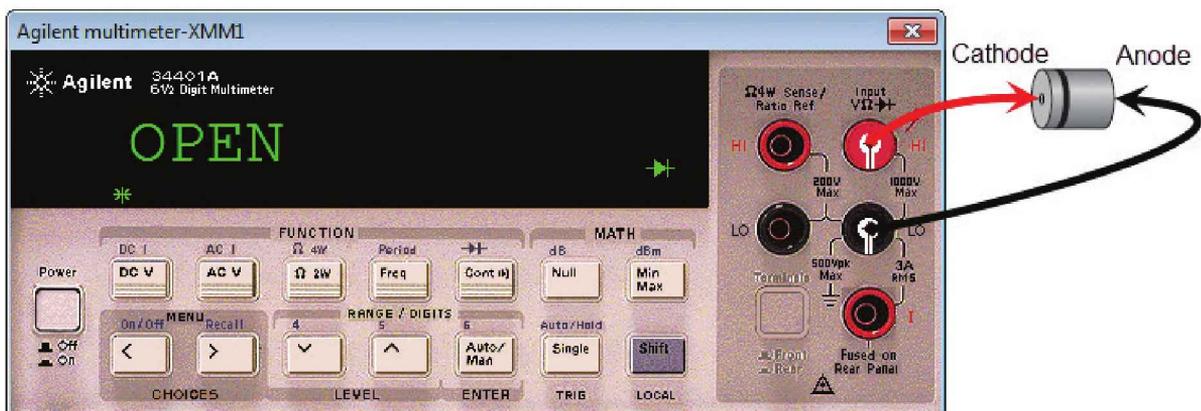
L'utilisation de l'ohmmètre pour tester une diode est un exemple du test bon/défectueux. Connaître la valeur exacte de la résistance continue de la diode n'est pas le plus important ; par contre, savoir si elle présente une faible résistance en direct

et une grande résistance en inverse est essentiel. Les défauts sont les suivants : résistance très faible dans les deux sens (diode en court-circuit), grande résistance dans les deux sens (diode en circuit ouvert), parfois faible résistance en inverse (*diode transpercée*).

Nombre de multimètres numériques, en position ohmmètre, ne disposent pas de tension et de courant de sortie requis pour tester et mesurer correctement la jonction pn d'une diode. Toutefois, certains disposent d'une position spécifique « Test de diode ». Dans cette position, le multimètre délivre un courant constant d'environ 1 mA quelle que soit la diode qui lui est connectée. Lorsque la diode est en polarisation directe, la tension de seuil est affichée à l'écran du multimètre comme le montre la figure 3.13a. Cette tension de seuil est comprise entre 0,5 et 0,7 V pour les diodes au silicium. Lorsque la diode est mise en polarisation inverse, l'écran du multimètre affiche « Circuit ouvert » ou « OPEN » comme le montre la figure 3.13b. Lorsqu'une diode est en court-circuit, le multimètre indique une tension inférieure à 0,5 V en direct et en inverse. Lorsque elle est en circuit ouvert, le multimètre indique « Circuit ouvert » ou « OPEN » en direct et en inverse. Lorsque la jonction d'une diode est transpercée, le multimètre indique une tension de l'ordre de 2 V dans les deux sens.



(a)



(b)

Figure 3.13

Test d'une diode avec un multimètre numérique : (a) en polarisation directe, (b) en polarisation inverse

Question 3.9

La figure 3.14 illustre le circuit à diode envisagé précédemment. Supposons que la diode soit grillée. Quels types de symptômes obtient-on ?

Réponse Quand une diode est grillée, elle devient un circuit ouvert. Dans ces conditions, le courant est nul et la mesure de la tension de sortie indique zéro.

Question 3.10

Supposons que le circuit de la figure 3.14 soit défaillant. Dans le cas où la charge n'est pas court-circuitée, quel est le défaut ?

Réponse Beaucoup de défauts sont possibles : la diode peut être en circuit ouvert, la tension de la source peut être nulle, ou bien l'un des fils de connexion peut être coupé.

Comment faire pour localiser le défaut ? Mesurer les tensions pour isoler le composant défectueux, ensuite le déconnecter et tester sa résistance. Par exemple, on mesure d'abord la tension de la source, et ensuite la tension sur la charge. Si la tension de la source existe et si la tension sur la charge est nulle, la diode peut être en circuit ouvert. Si le test de la diode à l'ohmmètre est bon, vérifiez les connexions, car c'est la seule explication pour avoir une tension source et pas de tension de sortie.

Dans le cas où la tension de la source est nulle, l'alimentation est défectueuse ou la connexion entre la diode et la source est coupée. Des problèmes d'alimentation sont fréquents, et souvent, quand un équipement électronique ne fonctionne pas, le défaut se trouve dans l'alimentation. C'est pour cela que la plupart des dépanneurs commencent par mesurer la tension de la source.

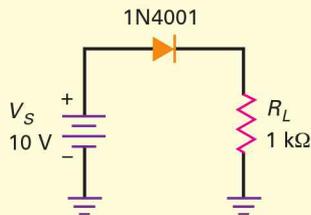


Figure 3.14
Dépannage d'un circuit

Bon à Savoir

En effectuant une recherche sur le web, au moyen d'un moteur de recherche tel que Google, on trouve aisément la fiche technique d'un composant à semi-conducteur, de même que des informations de références croisées entre des composants similaires de divers fabricants permettant une substitution en cas de besoin.

3.6 Lecture d'une fiche technique

Une fiche technique (*data sheet*) est un document qui liste les principaux paramètres et les caractéristiques essentielles d'un composant à semi-conducteur. C'est ainsi qu'on y trouve des informations comme : le type de composant, ses dimensions physiques, ses connexions, les procédures de test, ses caractéristiques électriques statiques et dynamiques, les applications typiques où on l'utilise, etc. Les fabricants de semi-conducteurs fournissent en général les fiches techniques de leurs composants dans des ouvrages techniques spécialisés : les *Data book* ou plus directement sur leur site web.

Beaucoup d'informations contenues dans les fiches techniques sont obscures et destinées aux concepteurs de circuits. C'est pour cela que nous envisageons uniquement les données concernant les grandeurs décrites dans ce livre.

3.6.1 La tension de claquage inverse

Commençons avec la fiche de la diode de redressement 1N4001 utilisée dans les alimentations (montage pour transformer une tension AC en tension DC). La figure 3.15 présente la fiche pour les séries de diodes 1N4001 à 1N4007. Ces sept types de diodes présentent la même caractéristique directe mais diffèrent par leurs propriétés inverses.

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR

May 2009

1N4001 - 1N4007 General Purpose Rectifiers

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.



DO-41
COLOR BAND DENOTES CATHODE

Absolute Maximum Ratings * $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_{RRM}	Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current .375 " lead length @ $T_A = 75^\circ\text{C}$	1.0							A
I_{FSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single Half-Sine-Wave	30							A
I^2t	Rating for Fusing ($t < 8.3\text{ms}$)	3.7							A^2sec
T_{STG}	Storage Temperature Range	-55 to +175							$^\circ\text{C}$
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +175							$^\circ\text{C}$

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	3.0	W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	$^\circ\text{C/W}$

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units	
V_F	Forward Voltage @ 1.0A	1.1	V	
I_{rr}	Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle $T_A = 75^\circ\text{C}$	30	μA	
I_R	Reverse Current @ Rated V_R	$T_A = 25^\circ\text{C}$	5.0	μA
		$T_A = 100^\circ\text{C}$	50	μA
C_T	Total Capacitance $V_R = 4.0\text{V}$, $f = 1.0\text{MHz}$	15	pF	

© 2009 Fairchild Semiconductor Corporation

www.fairchildsemi.com

Figure 3.15(a)

Extrait de la fiche technique des diodes 1N4001 à 1N4007
(Image reproduite avec la permission de Fairchild Semiconductor Corporation)

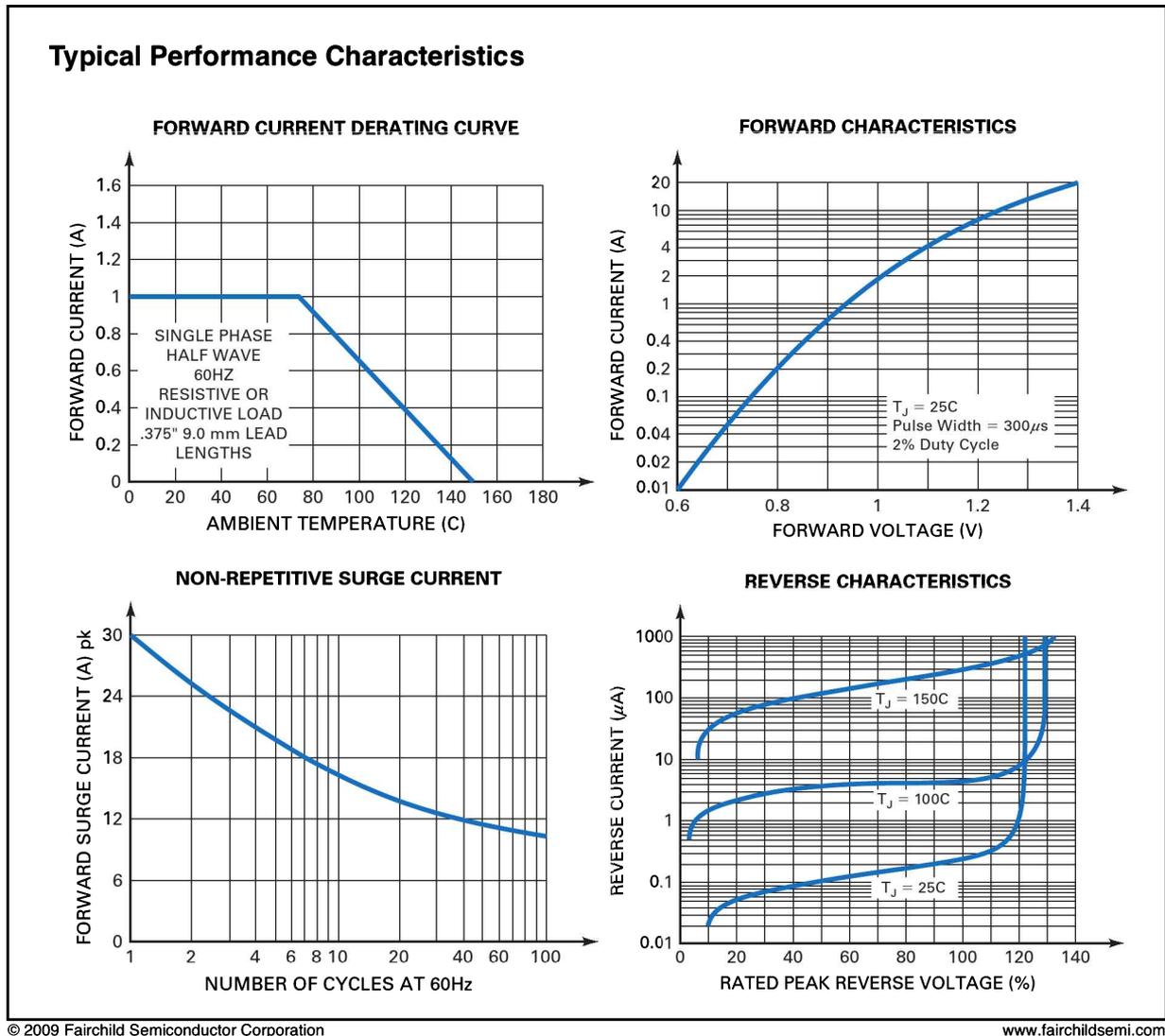


Figure 3.15(b)

Extrait de la fiche technique des diodes 1N4001 à 1N4007 (suite)

La figure 3.15 présente un extrait de cette fiche technique. Examinons sur la figure la première information concernant les *grandeurs maximales* (*maximum ratings*): la tension de claquage inverse V_{RRM} (*Voltage Repetitive Reverse Maximum*).

	Symbole	1N4001
Tension inverse de crête répétitive	V_{RRM}	50 V

La tension de claquage inverse de cette diode est 50 V. Ce claquage survient quand la jonction se met en avalanche, c'est l'apparition soudaine d'une grande quantité de porteurs dans la zone déplétée. Dans les diodes de redressement telles que la 1N4001, l'avalanche est généralement destructive.

Pour cette diode 1N4001, une tension inverse de 50 V est un niveau destructif qu'un concepteur doit éviter dans tous les modes opératoires. C'est pour cela qu'il utilise un *facteur de sécurité*. Il n'existe pas de règle absolue pour le choix de ce coefficient, il dépend de trop de facteurs de conception. Une attitude très prudente consiste à utiliser un facteur de sécurité de 2. Cela signifie qu'aucune tension inverse supérieure à 25 V ne peut être appliquée sur la diode. Une attitude moins restrictive autorise des tensions inverses de 40 V.

Sur d'autres fiches techniques, la tension de claquage inverse peut être indiquée par PIV¹, PRV² ou BV³.

3.6.2 Le courant direct maximal

Une autre donnée fondamentale est le courant direct moyen redressé qui apparaît sous la dénomination suivante :

	Symbole	Valeur
Courant direct moyen redressé (monophasé, charge résistive, $T_A = 75^\circ \text{C}$)	$I_{F(AV)}$	1 A

Cette donnée indique que la diode 1N4001 peut supporter 1 A en direct quand elle est utilisée comme diode redresseuse. Vous découvrirez le courant direct moyen redressé dans le chapitre suivant ; retenez seulement qu'un courant direct de 1 A entraîne la destruction de la diode par excès de chaleur dégagée.

Sur certaines fiches techniques, le courant direct moyen $I_{F(AV)}$ est noté I_0 .

De nouveau, l'utilisateur doit savoir que cette valeur est un maximum, et qu'elle ne doit pas être approchée. Là aussi, il faut mettre un facteur de sécurité, de l'ordre de 2. En d'autres termes, une conception sûre impose des courants inférieurs à 0,5 A dans toutes les conditions de fonctionnement. Les études de fiabilité montrent que la durée de vie d'un composant est d'autant plus courte qu'il fonctionne près de ses limites. Certains concepteurs utilisent des facteurs de sécurité de 10/1, et une vision très prudente utiliserait un courant direct maximal (ou limite) de 0,1 A, ou moins, pour la diode 1N4001.

3.6.3 La chute de tension directe

Sous la rubrique *caractéristiques électriques* (« *Electrical Characteristics* ») dans la fiche technique (figure 3.15a), la première donnée est présentée par le tableau suivant :

Caractéristique – conditions	Symbole	Valeur maximale
Chute de tension directe instantanée maximale ($I_F = 1,0 \text{ A}$; $T_J = 25^\circ \text{C}$)	V_F	1,1 V

Cette mesure est réalisée en alternatif car le mot *instantanée* apparaît dans la spécification. La chute de tension usuelle dans la diode 1N4001 pour un courant direct de 1 A avec une température de jonction $T_J = 25^\circ \text{C}$ est $I_F = 0,93 \text{ V}$ (figure 3.15b *Forward Characteristics*). Cependant, si on en teste des milliers, on

1. *Peak Inverse Voltage*

2. *Peak Reverse Voltage*

3. *Breakdown Voltage*

peut trouver quelques diodes qui présentent une chute de tension de 1,1 V dans les mêmes conditions.

3.6.4 Le courant inverse maximal

Une autre donnée de la fiche technique que l'on étudie en détail est présentée ci-dessous :

Caractéristique – conditions	Symbole	Valeur maximale
Courant inverse maximal	I_R	
$T_J = 25\text{ °C}$		10 μA
$T_J = 100\text{ °C}$		50 μA

C'est le courant inverse maximal dans la gamme des tensions inverses maximales (50 V pour la diode 1N4001). À 25 °C de température de jonction, la valeur nominale est 0,05 μA et elle monte à 1 μA pour 100 °C. Dans le cas le plus défavorable, on a 10 μA à 25 °C et 50 μA à 100 °C. Rappelons-nous que le courant inverse comprend le courant de saturation créé par l'énergie thermique et le courant de fuite superficiel ; on en déduit que l'influence de la température est importante. Une conception qui nécessite un courant inverse de 0,05 μA (ou moins) devra avoir une température de fonctionnement de 25 °C avec une diode 1N4001 typique, mais c'est impossible en production de masse où la température des jonctions atteint 100 °C.

3.7 Comment calculer la résistance série ?

Pour analyser avec précision un circuit avec une diode, on a besoin de connaître la valeur de sa résistance série. Les constructeurs dans les fiches techniques ne fournissent pas cette donnée, mais donnent assez d'informations pour la calculer. Voici la détermination de cette résistance :

$$R_{\text{série}} = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} \quad (3.7)$$

où V_1 et I_1 sont la tension et le courant au-dessus de la tension de seuil, et V_2 et I_2 la tension et le courant en un point plus haut de la caractéristique.

Par exemple, la fiche technique de la diode 1N4001 donne une tension directe de 0,93 V pour un courant direct de 1 A. Or, c'est une diode au silicium, elle a une tension de seuil d'environ 0,7 V pour un courant presque nul. En introduisant les valeurs $V_2 = 0,93\text{ V}$, $I_2 = 1\text{ A}$, $V_1 = 0,7\text{ V}$ et $I_1 = 0$ dans la relation précédente, on obtient la valeur de la résistance série :

$$R_{\text{série}} = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} = \frac{0,93\text{ V} - 0,7\text{ V}}{1\text{ A} - 0\text{ A}} = \frac{0,23\text{ V}}{1\text{ A}} = 0,23\ \Omega$$

Accessoirement, la courbe de la diode est le graphique du courant en fonction de la tension. La résistance série est alors l'inverse de la pente de la courbe au-delà de la tension de seuil. Plus la pente est importante, plus la résistance série est faible ; ou plus la courbe est verticale au-delà du seuil, plus la résistance série est faible.

3.8 La résistance statique d'une diode

Le rapport de la tension sur le courant de la diode donne la *résistance DC* ou *résistance statique* de la diode. En polarisation directe, elle est représentée par R_F et en inverse par R_R .

3.8.1 La résistance en direct

La diode n'est pas un composant linéaire, donc sa résistance DC varie avec le courant qui la traverse. Par exemple, voici plusieurs points de la caractéristique directe d'une diode 1N914 : 10 mA pour 0,65 V ; 30 mA pour 0,75 V ; 50 mA pour 0,85 V. Au premier point, la résistance DC vaut :

$$R_F = \frac{0,65 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 65 \Omega$$

Au deuxième point :

$$R_F = \frac{0,75 \text{ V}}{30 \text{ mA}} = 25 \Omega$$

Et enfin au dernier point :

$$R_F = \frac{0,85 \text{ V}}{50 \text{ mA}} = 17 \Omega$$

Cette grandeur diminue si le courant direct augmente, et dans tous les cas elle est faible devant la résistance inverse.

3.8.2 La résistance en inverse

De même, voici deux points en inverse pour la diode 1N914 : 25 nA pour 20 V et 5 μ A pour 75 V. Au premier point, la résistance DC est :

$$R_R = \frac{20 \text{ V}}{25 \text{ nA}} = 800 \text{ M}\Omega$$

Au deuxième point :

$$R_R = \frac{75 \text{ V}}{5 \mu\text{A}} = 15 \text{ M}\Omega$$

Cette grandeur diminue quand on se rapproche de la tension de claquage (75 V).

3.8.3 Résistance DC et résistance série

La résistance DC de la diode diffère de sa résistance série. Elle tient compte de l'effet de barrière et de la résistance série. Elle est la résistance ohmique totale de la diode alors que la résistance série n'est que la résistance ohmique des régions p et n . Par conséquent, la résistance DC d'une diode est toujours plus grande que sa résistance série.

3.9 La droite de charge

Ce paragraphe concerne la **droite de charge**, un outil pour déterminer la valeur exacte du courant et de la tension sur la diode. Cette notion étant très utilisée avec le transistor, une prochaine étude en donnera une explication détaillée.

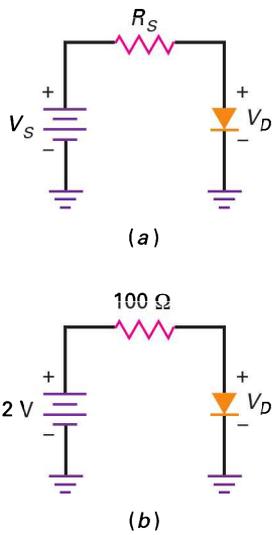


Figure 3.16
Méthode de la droite de charge

3.9.1 Équation de la droite de charge

Comment trouver les valeurs exactes du courant et de la tension pour la diode du circuit de la figure 3.16a ? Le courant à travers la résistance et la diode est :

$$I_D = \frac{V_S - V_D}{R_S} \quad (3.8)$$

À cause du circuit série, le courant est le même à travers la diode.

3.9.2 Exemple

Soient une source de 2 V et une résistance de 100 Ω (figure 3.16b) ; la relation (3.8) devient :

$$I_D = \frac{2 - V_D}{100} \quad (3.9)$$

L'équation (3.9) montre une relation linéaire entre le courant et la tension. Pour tracer la droite représentative, il faut deux points ; prenons par exemple $I_D = 0$, alors :

$$I_D = \frac{2 \text{ V} - 0 \text{ V}}{100 \Omega} = 20 \text{ mA}$$

Les valeurs $I_D = 20 \text{ mA}$ et $V_D = 0$ donnent un point sur l'axe vertical (figure 3.17) appelé *saturation*, car c'est le courant maximal avec 2 V sur 100 Ω.

Pour obtenir le deuxième point, on pose $V_D = 2 \text{ V}$ dans la relation (3.9) ; on obtient :

$$I_D = \frac{2 \text{ V} - 2 \text{ V}}{100 \Omega} = 0$$

Les valeurs $I_D = 0$ et $V_D = 2 \text{ V}$ donnent un point sur l'axe horizontal (figure 3.17) appelé *blocage*, car il indique le courant minimal.

Avec d'autres tensions, on obtient des points supplémentaires. La relation (3.9) étant linéaire, ils sont tous sur une même droite appelée *droite de charge*. Cette droite est représentée sur la figure 3.17.

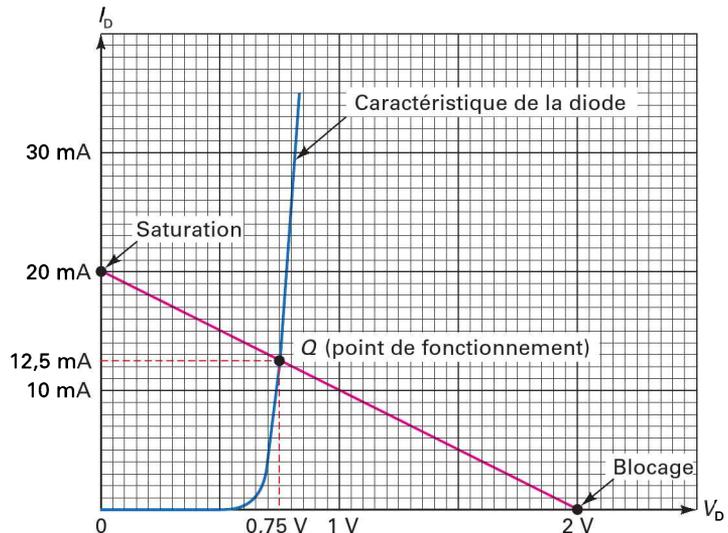


Figure 3.17
Point Q : intersection
de la caractéristique $I(V)$
avec la droite de charge.

3.9.3 Le point de fonctionnement statique (Q)

La figure 3.17 montre la caractéristique de la diode et la droite de charge. Leur intersection est le *point de fonctionnement statique* (souvent représenté par la lettre *Q*). Il est le point d'intersection entre la courbe de la diode et la droite de charge ; ses coordonnées sont 12,5 mA et 0,75 V.

Incidentement, le point *Q* (du terme anglais *quiescent*) est le point de repos du circuit, il n'a rien à voir avec le coefficient de qualité d'une bobine. On reparlera de ce point *Q* des semi-conducteurs plus loin dans cet ouvrage.

3.10 Diodes montées en surface

Partout où l'utilisation de diodes s'avère nécessaire, on trouve des diodes montées en surface. Elles sont petites, d'un fonctionnement sûr, et relativement faciles à tester, enlever et remplacer sur le circuit imprimé. Bien que de nombreuses sortes de boîtiers SM (*Surface-Mount*) existent, deux gammes prédominent dans l'industrie : SM et SOT (*Small Outline Transistor*).

Le boîtier SM présente deux conducteurs en L et une bande colorée pour repérer le côté de la cathode. La figure 3.19 donne un ordre de grandeur courant des dimensions. La longueur et la largeur du boîtier SM dépendent de la gamme de courant du composant. Plus la surface est importante, plus le courant admissible est fort. Dans la gamme 1 A, les dimensions approximatives sont $4,6 \times 2,9$ mm ; la gamme 3 A atteint $6,6 \times 6,0$ mm, tandis que l'épaisseur reste constante à 2,6 mm.

Augmenter la surface d'une diode série SM favorise sa capacité à dissiper la chaleur. De même, accroître la largeur de la structure de montage augmente la conductivité thermique vers un dissipateur thermique constitué des soudures, zones de montage et circuit imprimé.

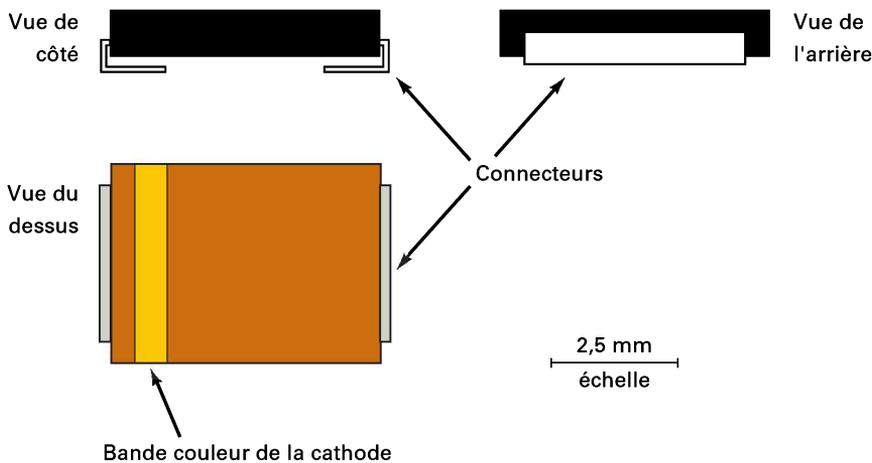


Figure 3.18
Les deux connexions du boîtier type SM utilisé pour les diodes montées en surface.

Le boîtier SOT-23 possède trois bornes de connexions en « ailes de mouette » (figure 3.19), numérotées dans le sens inverse des aiguilles d'une montre à partir du sommet. La broche 3 est seule sur un côté, cependant il n'y a pas de standardisation pour indiquer où sont la cathode et l'anode. Pour connaître les connexions internes au boîtier, il faut consulter les indications du circuit imprimé, étudier le schéma ou consulter le fabricant. Certaines séries de boîtiers contiennent deux diodes ayant leur cathode ou leur anode reliées sur la même broche.

La taille des diodes dans les boîtiers SOT-23 est petite, jamais supérieure à 2,5 mm. Cette petite taille provoque des difficultés dans la dissipation de la chaleur et ces diodes sont généralement dans la gamme 1 A. Une autre difficulté due à la petite taille réside dans l'impossibilité d'imprimer des codes d'identification, et la détermination se fait grâce aux renseignements donnés par le circuit imprimé ou le schéma du montage.

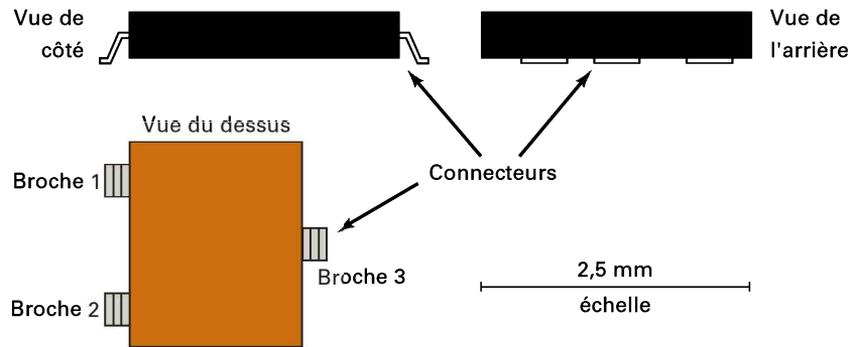


Figure 3.19
Le SOT-23 est un boîtier à trois broches souvent utilisé pour les diodes SM.

3.11 Introduction aux systèmes électroniques

Lors de votre lecture de *Principes d'électronique*, différents composants électroniques à semi-conducteurs seront introduits. Chacun de ces composants a des propriétés et caractéristiques qui lui sont propres. Comprendre la manière dont ces composants individuels fonctionnent est très important. Mais ce n'est que le début.

Ces composants électroniques ne fonctionnent pas seuls. Avec l'ajout d'autres composants électroniques, comme des résistances, des condensateurs, des inductances et d'autres composants semi-conducteurs, ils sont interconnectés pour réaliser des circuits électroniques. Ces circuits électroniques sont eux-mêmes classés en sous-ensembles, comme les circuits analogiques et les circuits numériques, ou en circuits pour des applications comme les amplificateurs, les convertisseurs, les rectifieurs, etc. Les circuits analogiques fonctionnent avec des valeurs variant de manière continue, on parle d'électronique linéaire. Les circuits numériques fonctionnent généralement avec des niveaux de signal ayant deux états distincts représentant des valeurs logiques ou numériques. Un circuit rectifieur à diodes de base, utilisant un transformateur, une diode, un condensateur et une résistance est présenté dans la figure 3.20a.

Que se passe-t-il quand différents types de circuits sont interconnectés ? En combinant différents circuits, des blocs fonctionnels peuvent être constitués. Ces blocs, qui comprennent plusieurs étages, sont conçus pour recevoir un type particulier de signal d'entrée et fournir la sortie voulue. Par exemple, la figure 3.20b présente un amplificateur de deux étages utilisé pour élever les niveaux de signal d'une entrée 10 mV_{p-p} à une sortie 10 V_{p-p} .

Ces blocs fonctionnels électroniques peuvent-ils être interconnectés ? Évidemment ! C'est là que l'étude de l'électronique devient évolutive et diversifiée. Ces blocs interconnectés sont eux-mêmes regroupés pour créer des **systèmes électroniques**. Ceux-ci peuvent être trouvés dans différents domaines dont les systèmes d'automatisation, de contrôle industriel, de communication, de traitement de l'information, de sécurité et d'autres. La figure 3.20c montre le schéma bloc d'un système de base de réception de communications, décomposé en blocs fonctionnels. Ce type de schéma est très utile pour le débogage matériel des systèmes.

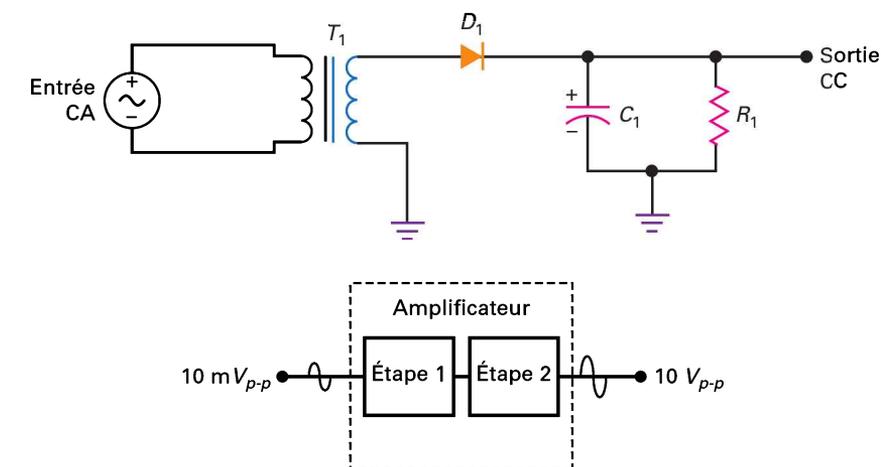
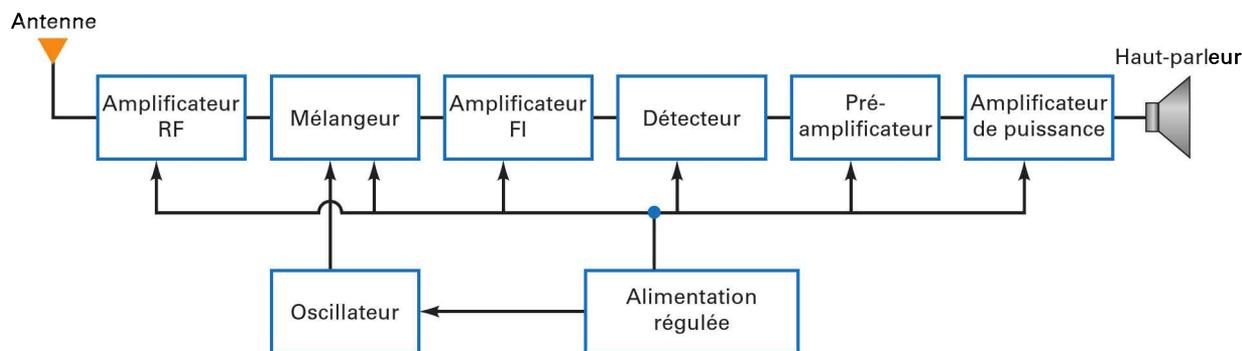


Figure 3.20
 (a) Circuit de base redresseur à diode ;
 (b) bloc fonctionnel d'un amplificateur ;
 (c) bloc diagramme d'un récepteur de communication.



En résumé, les composants semi-conducteurs sont combinés avec d'autres composants pour réaliser des circuits. Les circuits peuvent être combinés pour constituer des blocs fonctionnels. Ces blocs peuvent être combinés pour obtenir des systèmes électroniques. Étape supplémentaire, les systèmes électroniques sont souvent interconnectés pour réaliser des systèmes complexes.

Réviser

Résumé

3.1 Concepts fondamentaux

Une diode est un composant non linéaire. La tension de seuil (environ $0,7 \text{ V}$ pour une diode au silicium) est l'endroit où le courant direct commence à augmenter. La résistance série est la somme des résistances ohmiques de la zone p et de la zone n . Les diodes présentent un courant direct maximal et une gamme de puissance.

3.2 La diode idéale

C'est la première approximation de la diode. Le circuit équivalent est un interrupteur fermé pour la polarisation directe et un interrupteur ouvert pour la polarisation inverse.

3.3 Deuxième approximation

Dans cette approximation, on représente la diode comme un interrupteur en série avec une tension de seuil $0,7 \text{ V}$. Si la tension de Thévenin du circuit face à la diode est plus grande, l'interrupteur est fermé ; il est ouvert dans l'autre cas.

3.4 Troisième approximation

On utilise cette approximation si la résistance série ne peut être négligée. Dans ce cas, la diode est représentée par un interrupteur avec une tension de seuil et une résistance série.

3.5 Dépannage

Quand on soupçonne une diode d'être défectueuse, on l'enlève du circuit et on utilise un ohmmètre pour mesurer sa résistance dans les deux sens. On doit obtenir une grande résistance d'un côté et une faible de l'autre avec au moins un rapport 1 000/1. Ne pas oublier d'utiliser les grandes échelles de mesure pour éviter d'endommager la diode. Un multimètre numérique affiche entre 0,5 et 0,7 V lorsqu'une diode au silicium est testée en polarisation directe.

3.6 Lecture d'une fiche technique

Les fiches techniques sont utiles aux concepteurs et aussi aux réparateurs pour sélectionner un composant de remplacement. Les renseignements techniques des différents constructeurs contiennent des informations similaires, mais les symboles utilisés pour repérer les modes opératoires sont différents. On trouve dans les fiches techniques la tension de claquage (V_R , V_{RRM} , V_{RWM} , PIV, PRV, BV), le courant direct maximal ($I_{F(max)}$, $I_{F(av)}$, I_0), la chute de tension directe ($V_{F(max)}$, V_F), et le courant inverse maximal ($I_{R(max)}$, I_{RRM}).

3.7 Comment calculer la résistance série ?

Il faut deux points de la région directe avec la troisième approximation. Le premier peut être 0,7 V et un courant nul, le second obtenu sur la fiche technique correspond à un courant et une tension directs importants.

3.8 La résistance statique d'une diode

La résistance DC est égale à la tension sur la diode divisée par le courant qui la traverse au point de fonctionnement. C'est la valeur indiquée par un ohmmètre ; elle a des applications limitées, à part avoir une faible valeur en direct et une grande valeur en inverse.

3.9 La droite de charge

Le courant et la tension d'une diode vérifient la caractéristique de la diode et la loi d'Ohm pour la résistance de charge. Ces deux contraintes sont satisfaites au point d'intersection de la courbe $I(V)$ et de la droite de charge.

3.10 Diodes montées en surface

On trouve très souvent des diodes montées en surface sur les cartes en circuit imprimé de la plupart des équipements modernes actuels. Ces diodes, peu encombrantes et très efficaces, se présentent sous la forme de boîtiers SM (*Surface Mount*) ou SOT (*Small Outline Transistor*).

3.11 Introduction aux systèmes électroniques

Des composants semi-conducteurs sont combinés pour réaliser des circuits. Des circuits sont combinés pour devenir des blocs fonctionnels. Des blocs fonctionnels peuvent être interconnectés pour constituer des systèmes électroniques.

Définitions

(3.1) Tension de seuil d'une diode au silicium :



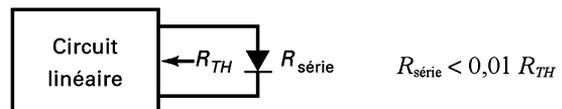
(3.2) Résistance série :



(3.4) Maximum de puissance dissipée :



(3.6) Résistance série négligeable :

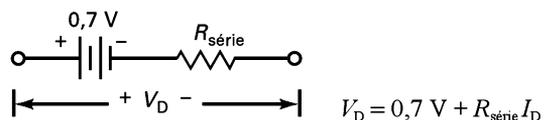


Relations

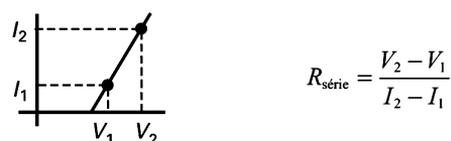
(3.3) Puissance dissipée :



(3.5) Troisième approximation :



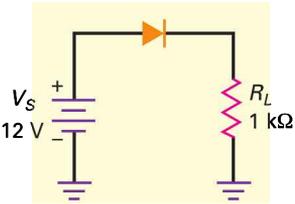
(3.7) Résistance série :



S'entraîner

Auto-évaluation

- Si sa caractéristique $I(V)$ est une droite, le composant est :
 - a) actif
 - b) linéaire
 - c) non linéaire
 - d) passif
- La résistance est un composant :
 - a) unilatéral
 - b) linéaire
 - c) non linéaire
 - d) bipolaire
- La diode est un composant :
 - a) bilatéral
 - b) linéaire
 - c) non linéaire
 - d) unipolaire
- Comment est polarisée une diode bloquée ?
 - a) En direct
 - b) En inverse
 - c) Faiblement
 - d) À l'envers
- Si le courant dans une diode est important, la polarisation est :
 - a) directe
 - b) inverse
 - c) faible
 - d) arrière
- La tension de seuil d'une diode est approximativement égale à :
 - a) la tension appliquée
 - b) sa barrière de potentiel
 - c) sa tension de claquage
 - d) sa tension directe
- Le courant inverse est la somme d'un courant de porteurs minoritaires et d'un :
 - a) courant d'avalanche
 - b) courant direct
 - c) courant de fuite superficiel
 - d) courant Zener
- Quelle est la tension appliquée en direct sur une diode silicium dans l'approximation du deuxième ordre ?
 - a) 0
 - b) 0,3 V
 - c) 0,7 V
 - d) 1 V
- Quelle est la valeur du courant inverse d'une diode au silicium dans le cas de la deuxième approximation ?
 - a) 0
 - b) 1 mA
 - c) 300 mA
 - d) Aucune des réponses précédentes
- Combien vaut la tension directe d'une diode idéale ?
 - a) 0
 - b) 0,7 V
 - c) Plus de 0,7 V
 - d) 1 V
- La résistance série de la diode 1N4001 est :
 - a) 0
 - b) 0,23 Ω
 - c) 10 Ω
 - d) 1 k Ω
- Si la résistance série est nulle, la courbe $I(V)$ au-dessus de la tension seuil devient :
 - a) horizontale
 - b) verticale
 - c) inclinée à 45°
 - d) aucune des réponses précédentes
- La diode idéale est utile pour :
 - a) le dépannage
 - b) faire des calculs précis
 - c) les sources de faibles tensions
 - d) les faibles résistances de charge
- La deuxième approximation est utile pour :
 - a) le dépannage
 - b) une grande résistance de charge
 - c) une source de tension importante
 - d) toutes les réponses précédentes
- La seule occasion d'utiliser la troisième approximation se présente quand :
 - a) la résistance de charge est faible
 - b) la tension de source est forte
 - c) on veut faire un dépannage
 - d) aucune des réponses précédentes
- Que vaut le courant dans la charge de la figure 3.21 si la diode est idéale ?



 - a) 0
 - b) 11,3 mA
 - c) 12 mA
 - d) 25 mA
- Que vaut le courant dans la charge de la figure 3.21 en utilisant la deuxième approximation ?
 - a) 0
 - b) 11,3 mA
 - c) 12 mA
 - d) 25 mA
- Que vaut le courant dans la charge de la figure 3.21 en utilisant la troisième approximation ?
 - a) 0
 - b) 11,3 mA
 - c) 12 mA
 - d) 25 mA
- Si la diode de la figure 3.21 est coupée, quelle est la tension sur la charge ?
 - a) 0
 - b) 11,3 V
 - c) 20 V
 - d) -15 V

20. Si la résistance est coupée de la masse (figure 3.21), quelle est la tension mesurée au multimètre digital entre le sommet de la résistance et la masse ?
- a) 0 c) 20 V
 b) 12 V d) -15 V
21. La tension mesurée aux bornes de la résistance (figure 3.21) est 12 V ; quel est le défaut ?
- a) La diode est court-circuitée
 b) La diode est en circuit ouvert
 c) La résistance est coupée
 d) Il y a trop de tension appliquée
22. En utilisant la troisième approximation, sur la figure 3.21, quelle doit être la valeur minimale de R_L avant que la résistance série de la diode soit représentative et intervienne dans les calculs ?
- a) 1 Ω
 b) 10 Ω
 c) 23 Ω
 d) 100 Ω

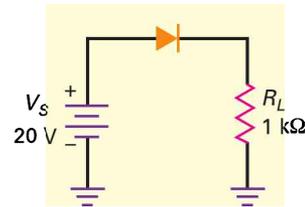
Exercices

3.1 Concepts fondamentaux

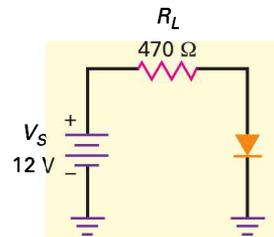
- 3.1 Une diode est en série avec 220 Ω . Si la tension sur la résistance est 6 V, quelle est la valeur du courant traversant la diode ?
- 3.2 Une diode a 0,7 V à ses bornes et elle est traversée par un courant de 100 mA. Quelle est la puissance dissipée dans la diode ?
- 3.3 Deux diodes sont en série, la première a une tension égale à 0,75 V et la seconde à 0,8 V. Si le courant dans la première diode est de 400 mA, quel est le courant à travers la seconde diode ?

3.2 La diode idéale

- 3.4 Calculez le courant, la tension et la puissance dans la charge, la puissance dans la diode et la puissance totale du circuit de la figure 3.22a.
- 3.5 Si la résistance de la figure 3.22a est doublée, que devient le courant dans la charge ?
- 3.6 Calculez le courant, la tension et la puissance dans la charge, la puissance dans la diode et la puissance totale du circuit de la figure 3.22b.
- 3.7 Si la résistance de la figure 3.22b est doublée, que devient le courant dans la charge ?
- 3.8 Si, dans le circuit de la figure 3.22b, le sens de la diode est inversé, que deviennent le courant et la tension de la diode ?



(a)



(b)

Figure 3.22

3.3 Deuxième approximation

- 3.9 Calculez le courant, la tension et la puissance dans la charge, la puissance dans la diode et la puissance totale dans le circuit de la figure 3.22a.
- 3.10 Si la résistance de la figure 3.22a est doublée, que devient le courant dans la charge ?
- 3.11 Calculez le courant, la tension et la puissance dans la charge, la puissance dans la diode et la puissance totale du circuit de la figure 3.22b.
- 3.12 Si la résistance de la figure 3.22b est doublée, que devient le courant dans la charge ?
- 3.13 Si, dans le circuit de la figure 3.22b, le sens de la diode est inversé, que deviennent le courant et la tension de la diode ?

3.4 Troisième approximation

- 3.14 Calculez le courant, la tension et la puissance dans la charge, la puissance dans la diode et la puissance totale dans le circuit de la figure 3.22a ($R_{\text{série}} = 0,23 \Omega$).
- 3.15 Si la résistance de la figure 3.22a est doublée, que devient le courant dans la charge ($R_{\text{série}} = 0,23 \Omega$) ?
- 3.16 Calculez le courant, la tension et la puissance dans la charge, la puissance dans la diode et la puissance totale du circuit de la figure 3.22b ($R_{\text{série}} = 0,23 \Omega$).
- 3.17 Si la résistance de la figure 3.22b est doublée, que devient le courant dans la charge ($R_{\text{série}} = 0,23 \Omega$) ?
- 3.18 Si, dans le circuit de la figure 3.22b, le sens de la diode est inversé, que deviennent le courant et la tension de la diode ($R_{\text{série}} = 0,23 \Omega$) ?

3.5 Dépannage

3.19 Si la tension sur la diode (figure 3.23a) est 5 V, la diode est-elle coupée ou court-circuitée ?

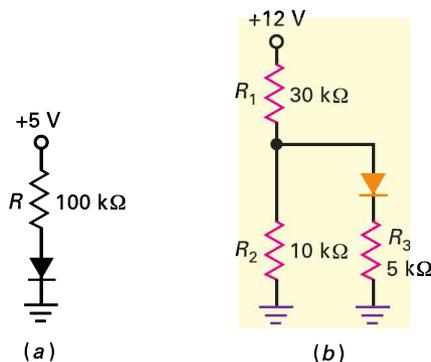


Figure 3.23

- 3.20 Si quelque chose court-circuite R (figure 3.23a), quelle sera la tension sur la diode ? Qu'arrivera-t-il à la diode ?
- 3.21 On mesure 0 V sur la diode (figure 3.23a), ensuite on vérifie + 5 V sur la source par rapport à la masse. Qu'est-ce qui ne marche pas dans le circuit ?
- 3.22 Sur la figure 3.23b, on mesure +3 V à la liaison entre R_1 et R_2 (ne pas oublier que le potentiel est toujours par rapport à la masse), ensuite 0 V à la connexion entre la diode et la résistance de 5 kΩ. Énumérez les défauts possibles.
- 3.23 La lecture multimètre du test de la diode en direct et en inverse est 0,7 V et 1,8 V. Cette diode fonctionne-t-elle correctement ?

3.6 Lecture d'une fiche technique

- 3.24 Quelle série faut-il choisir dans la famille 1N4000 pour que la diode supporte un pic répétitif de tension inverse égal à 300 V ?
- 3.25 Sur la fiche technique, il y a une bande à l'une des extrémités de la diode. Quel est le nom de cette bande ? La flèche du symbole graphique de la diode pointe-t-elle vers cette bande ou dans l'autre sens ?
- 3.26 La température de l'eau bouillante est 100 °C. Une diode 1N4001 plongée dans l'eau bouillante est-elle détruite ou non ? Expliquez votre réponse.

Approfondissement

- 3.27 Voici des diodes et leurs spécifications les plus mauvaises :

Diode	I_F	I_R
1N914	10 mA à 1 V	25 nA à 20 V
1N4001	1 A à 1,1 V	10 μA à 50 V
1N1185	10 A à 0,95 V	4,6 mA à 100 V

Calculez la résistance directe et la résistance inverse de chaque diode.

- 3.28 Sur la figure 3.23a, quelle devrait être la valeur de R pour obtenir un courant dans la diode d'environ 20 mA ?
- 3.29 Sur la figure 3.23b, quelle devrait être la valeur de R_2 pour obtenir un courant dans la diode de 0,25 mA ?
- 3.30 Une diode au silicium a un courant de 500 mA à 1 V. Déterminez, en utilisant la troisième approximation, la valeur de sa résistance série.
- 3.31 Soit une diode au silicium avec un courant inverse de 5 μA à 25 °C et 100 μA à 100 °C ; déduisez-en son courant de fuite superficiel.
- 3.32 L'alimentation (figure 3.23b) est éteinte, et le sommet de R_1 est mis à la masse. Ensuite, on utilise un ohmmètre pour mesurer les résistances directe et inverse de la diode. Les deux mesures sont identiques ; que donne l'ohmmètre ?
- 3.33 Certains systèmes, comme les alarmes électroniques ou les ordinateurs, utilisent des batteries de secours en cas de défaillance de l'alimentation principale. Décrivez le fonctionnement du circuit de la figure 3.24.

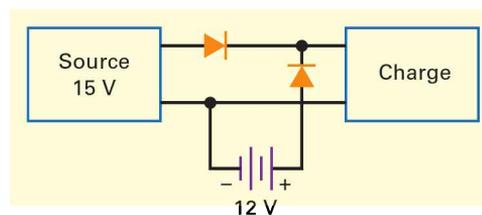


Figure 3.24

Questions de débogage avec Multisim

III Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC03-34** à **MTC03-38** et correspondent au circuit de la figure 3.23b.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 3.34 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC03-34**.

- 3.35** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC03-35**.
- 3.36** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC03-36**.
- 3.37** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC03-37**.
- 3.38** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC03-38**.

Questions d'un recruteur

Pour les questions qui suivent, tracez chaque fois que c'est possible des circuits, ou dessins afin d'illustrer votre réponse. Si vous combinez les mots et les dessins dans vos explications, vous comprendrez certainement mieux ce que vous dites. De plus, si vous êtes seul en train de simuler un entretien, parlez à voix haute, ce sera plus facile lors de l'entretien réel.

- Avez-vous déjà entendu parler de la diode idéale ? Si oui, dites-moi ce que c'est et à quoi ça sert ?
- Une des approximations de la diode est la deuxième approximation. Dites-moi quel est le circuit équivalent d'une diode au silicium en conduction.
- Tracez la caractéristique d'une diode et expliquez les différentes parties.
- Un circuit sur ma table de travail détruit les diodes chaque fois que j'en mets une nouvelle. Si j'ai la fiche technique de la diode, quelles sont les grandeurs que je dois vérifier ?
- En termes très simples, décrivez ce que fait une diode polarisée en direct, polarisée en inverse.
- Quelle est la différence entre la tension de seuil d'une diode au germanium et la tension de seuil d'une diode au silicium ?
- Quelle serait la bonne technique à utiliser pour déterminer le courant à travers une diode sans ouvrir le circuit ?
- Vous soupçonnez une diode d'être défectueuse dans un circuit ; quelles sont les opérations à faire pour vérifier vos soupçons ?
- Pour qu'une diode soit utilisable, quel doit être le rapport entre la résistance inverse et la résistance directe ?
- Comment doit-on connecter la diode pour empêcher la décharge de la seconde batterie dans un camping-car et cependant permettre la recharge par l'alternateur ?
- Quel instrument utilise-t-on pour tester une diode à l'intérieur ou en dehors d'un circuit ?
- Décrivez le fonctionnement de la diode en détail en tenant compte des porteurs majoritaires et minoritaires dans votre exposé.

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | |
|--------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| 1. b) | 6. b) | 11. b) | 16. c) | 21. a) |
| 2. b) | 7. c) | 12. b) | 17. b) | 22. c) |
| 3. c) | 8. c) | 13. a) | 18. b) | |
| 4. d) | 9. a) | 14. d) | 19. a) | |
| 5. a) | 10. a) | 15. a) | 20. b) | |

Avez-vous compris ?

- 3.1** La diode D_1 est polarisée en inverse car le circuit impose un courant dans la mauvaise direction. Par contre, la diode D_2 est polarisée en direct car le circuit impose le courant dans le bon sens.
- 3.2** $P_D = 2,2 \text{ W}$.
- 3.3** $I_L = 5 \text{ mA}$.
- 3.4** $V_L = 2 \text{ V}$; $I_L = 2 \text{ mA}$.
- 3.5** $V_L = 4,3 \text{ V}$, $I_L = 4,3 \text{ mA}$, $P_D = 3,01 \text{ mW}$.
- 3.6** $V_L = 1,77 \text{ V}$, $I_L = 1,77 \text{ mA}$, $P_D = 1,24 \text{ mW}$.
- 3.7** $V_L = 4,2 \text{ V}$, $I_L = 420 \text{ mA}$, $P_D = 335 \text{ mW}$,
 $R_T = 10,23 \Omega$.

Les circuits à diodes

4

Objectifs

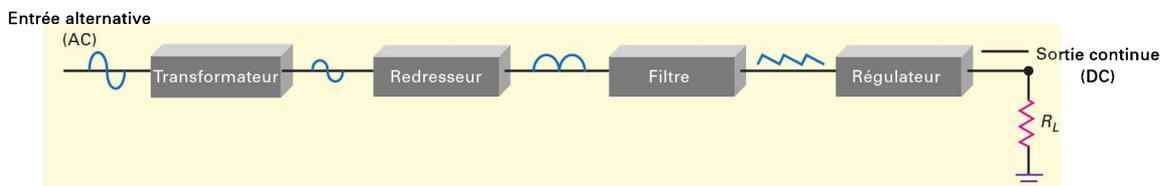
- Dessiner le schéma d'un redresseur simple alternance et dire comment il fonctionne.
- Comprendre le rôle du transformateur d'entrée dans une alimentation.
- Dessiner le schéma d'un redresseur double alternance et dire comment il fonctionne.
- Dessiner le schéma d'un redresseur en pont et dire comment il fonctionne.
- Comprendre le filtrage à condensateur et le courant de surcharge.
- Donner les trois spécifications importantes d'une diode de redressement.
- Expliquer comment fonctionne un limiteur et dessiner la forme des signaux.
- Expliquer comment un régénérateur de niveau fonctionne et dessiner les différents signaux.
- Décrire le fonctionnement d'un multiplicateur de tension.

Vocabulaire

Alimentation	Détecteur de crête	Filtre passif	Redresseur simple
Circuit intégré	Écrêteur	Multiplicateur de tension	alternance
Circuit de régénération DC	Filtre	Ondulation	Régulateur à découpage
Condensateur polarisé	Filtre à condensateur	Redresseur	Régulateur de tension
Courant de charge redressé	en tête	Redresseur double	Résistance de surcharge
Courant de surcharge	Filtre LC à inductance	alternance	Tension inverse de crête
	en tête	Redresseur en pont	

En quelques mots

La plupart des systèmes électroniques tels que les postes TV HD, les chaînes stéréo, les ordinateurs, ont besoin d'une tension continue pour fonctionner. Puisque la tension fournie par le réseau électrique est alternative, la première chose que l'on doit faire c'est de transformer cette tension alternative (tension AC) en tension continue (tension DC). La partie du montage qui effectue cette opération s'appelle l'*alimentation*. Elle est constituée de circuits appelés *redresseurs*, qui permettent au courant de circuler dans une seule direction. Ce chapitre présente les circuits redresseurs, les filtres, les régulateurs de tension, les limiteurs, les régénérateurs de niveau et les multiplicateurs de tension.



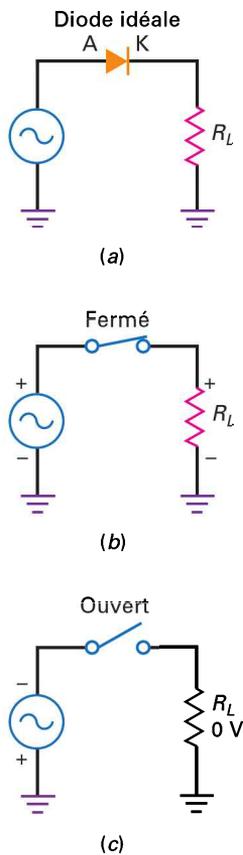


Figure 4.1
 (a) Redresseur simple alternance idéal ;
 (b) alternance positive ;
 (c) alternance négative.

4.1 Le redresseur simple alternance

La figure 4.1a illustre un **redresseur simple alternance**. La source AC délivre une tension alternative. Dans le cas d'une diode idéale, l'alternance positive (demi-période positive) polarise la diode en direct. L'interrupteur équivalent à la diode est alors fermé (figure 4.1b) et la tension de la source se retrouve sur la résistance de charge. Pendant l'alternance négative (demi-période négative), la diode est polarisée en inverse. Dans ce cas, l'interrupteur est ouvert (figure 4.1c) et il n'y a plus de tension sur la charge.

4.1.1 Signal idéal

La figure 4.2a illustre la forme du signal d'entrée. C'est une tension sinusoïdale avec une valeur instantanée v_{in} et une valeur crête $V_{p(in)}$ (V pic à l'entrée). Une telle sinusoïde possède une valeur moyenne nulle sur une période car chaque valeur instantanée de l'alternance positive a son opposée dans l'alternance négative. La mesure de cette tension au voltmètre DC donne zéro car il indique la valeur moyenne.

Pendant la demi-période positive (figure 4.2b), la diode est conductrice ; elle est bloquée pendant la demi-période négative. De ce fait, le circuit élimine les demi-cycles négatifs, comme le montre la figure 4.2c. On appelle cette forme de signal une *signal simple alternance* ; il donne un **courant redressé dans la charge**, ce qui veut dire que le courant ne circule que dans un sens. Si la diode était inversée, elle deviendrait polarisée en direct quand la tension d'entrée est négative. Il en résulterait des impulsions de sortie négatives comme le montre la figure 4.2d. Notez comment les pics négatifs sont décalés des pics positifs et suivent les alternances négatives de la tension d'entrée.

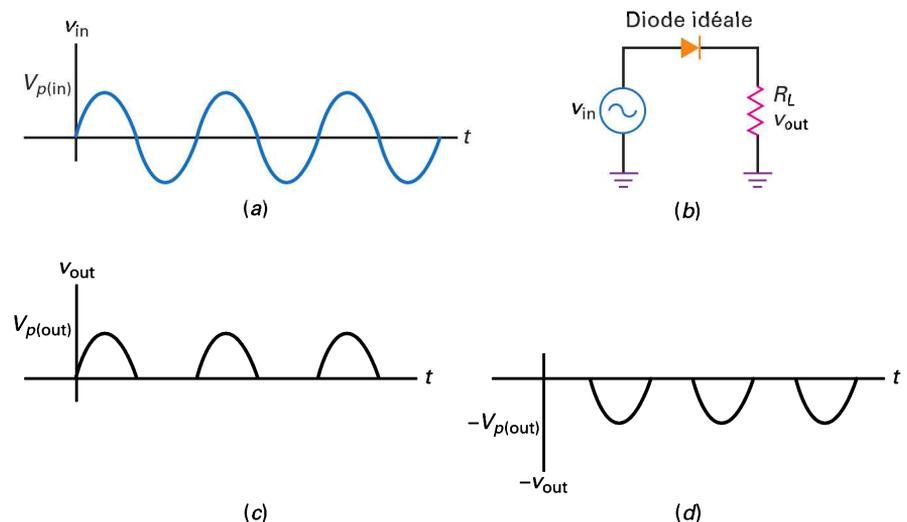


Figure 4.2
 (a) Signal d'entrée d'un redresseur simple alternance ;
 (b) circuit ;
 (c) sorties des demi-ondes positives d'un redresseur ;
 (d) sorties des demi-ondes négatives d'un redresseur.

Un signal simple alternance comme celui de la figure 4.2c est une tension périodique qui croît jusqu'à un maximum, décroît jusqu'à zéro, et reste nulle pendant toute la demi-période négative. Ce n'est pas cette forme de tension qu'il faut en électronique, c'est une tension continue comme celle donnée par une pile. Pour cela, il faut **filtrer** la tension simple alternance, et cette fonction sera étudiée plus tard dans ce chapitre.

En pratique, on peut utiliser le modèle idéal de la diode pour l'analyse d'un redresseur simple alternance, et la tension crête de sortie est égale à la tension crête d'entrée.

$$\text{Cas idéal : } I_{p(\text{out})} = I_{p(\text{in})} \quad (4.1)$$

4.1.2 Valeur moyenne de la tension simple alternance

La **valeur statique d'un signal** est la même que la valeur moyenne. En effectuant la mesure avec un voltmètre continu, on obtient la valeur moyenne. Dans les cours théoriques, on démontre la formule fondamentale suivante.

$$\text{Signal simple alternance : } I_{DC} = \frac{I_p}{\pi} \quad (4.2)$$

Prouver cette formule demande des calculs car il faut effectuer la valeur moyenne sur la totalité du cycle.

Comme $1/\pi \approx 0,318$, la relation (4.2) devient :

$$I_{DC} \approx 0,318 I_p$$

Écrite sous cette forme, la valeur moyenne d'un signal demi-alternance est égale à 31,8 % de la valeur crête, soit 31,8 V pour un signal de valeur crête 100 V.

4.1.3 Fréquence de sortie

La fréquence de sortie est identique à la fréquence d'entrée. Cela tombe sous le sens en regardant la figure 4.2a : chaque cycle du signal d'entrée produit un cycle du signal de sortie.

$$\text{Signal simple alternance : } f_{\text{out}} = f_{\text{in}} \quad (4.3)$$

Cette remarque sera utilisée bientôt dans les filtres.

4.1.4 Deuxième approximation

On n'obtient pas un signal simple alternance parfait sur la résistance de charge. En effet, la diode est bloquée tant que le signal est inférieur à 0,7 V. Quand la valeur instantanée de la tension de la source est supérieure à 0,7 V, le signal de sortie devient simple alternance. Par exemple, pour une tension source de 100 V crête, la tension sur la charge est quasiment un signal simple alternance parfait. Si cette valeur crête est de 5 V, le signal sur la charge présente une tension crête de seulement 4,3 V. Pour avoir une meilleure précision, on utilise la relation suivante.

$$\text{Signal simple alternance : } I_{p(\text{out})} = I_{p(\text{in})} - 0,7 \text{ V} \quad (4.4)$$

4.1.5 Approximations d'ordre supérieur

Beaucoup de concepteurs veulent être sûrs que la résistance série est nettement plus faible que la résistance de Thévenin du circuit en face de la diode. Pour obtenir une précision supérieure à la deuxième approximation, il faut utiliser un ordinateur et un logiciel de simulation.

Bon à Savoir

La valeur efficace d'un signal simple alternance peut être déterminée par la formule :

$$V_{\text{eff}} = 1,57 V_{\text{moyenne}}$$

avec

$$V_{\text{moyenne}} = V_{DC} = 0,318 V_p$$

Une autre formulation de cette relation est :

$$V_{\text{eff}} = V_p / \sqrt{2}$$

La valeur efficace d'un signal ondulatoire correspond à la valeur équivalente d'un signal continu qui produirait le même effet thermique.

III Multisim

Question 4.1

La figure 4.3 montre un montage redressement simple alternance réalisé avec le simulateur Multisim. Il nous montre la tension simple alternance et un multimètre, branché sur la résistance de $1\text{ k}\Omega$, mesure la tension moyenne. Positionner le commutateur ou le paramètre de couplage de l'entrée verticale de l'oscilloscope à DC. Ceci va nous montrer la tension de charge demi-onde. De plus, le multimètre est en parallèle sur $1\text{ k}\Omega$ pour lire la tension de charge DC.

Calculez les valeurs théoriques de la tension crête et de la tension continue sur la charge. Comparez avec les valeurs indiquées par l'oscilloscope et le multimètre.

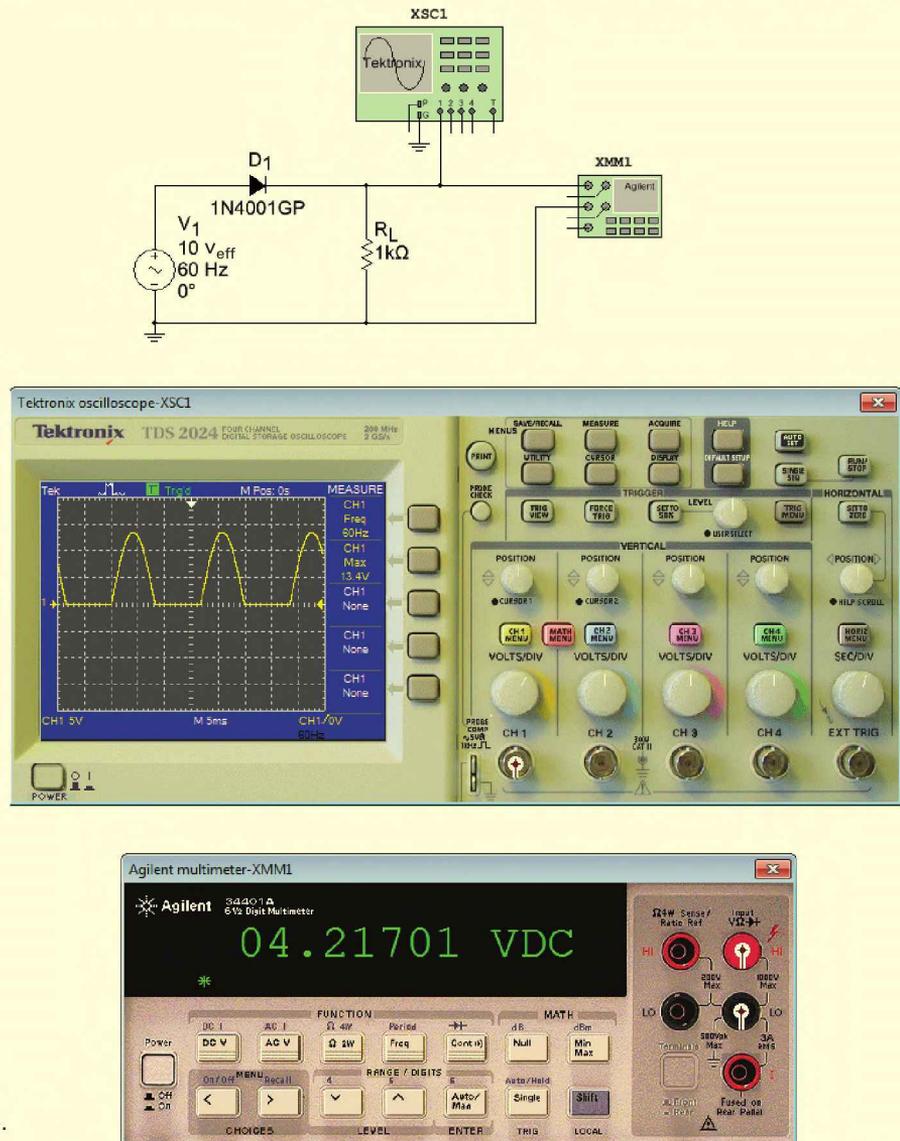


Figure 4.3
Exemple pratique d'un redresseur simple alternance.

Réponse La figure 4.3 représente une source alternative de 10 V à 60 Hz.

Les schémas indiquent généralement la *valeur efficace* (V_{eff}) de la tension, c'est-à-dire la valeur de la tension continue qui donnerait le même effet thermique.

Comme la tension de la source est $10 V_{\text{eff}}$, la première chose à faire est de calculer la valeur crête de la tension de la source. On sait que la valeur efficace d'une tension sinusoïdale est :

$$V_{\text{eff}} = 0,707V_p$$

Donc la tension crête de la source de tension de la figure 4.3 est :

$$V_p = \frac{V_{\text{eff}}}{0,707} = \frac{10 \text{ V}}{0,707} = 14,1 \text{ V}$$

Avec une diode idéale, la tension crête de sortie est :

$$V_{p(\text{out})} = V_{p(\text{in})} = 14,1 \text{ V}$$

La tension continue (DC) sur la charge vaut :

$$V_{\text{DC}} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{14,1 \text{ V}}{\pi} = 4,49 \text{ V}$$

En deuxième approximation, on obtient :

$$V_{p(\text{out})} = V_{p(\text{in})} - 0,7 \text{ V} = 14,1 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 13,4 \text{ V}$$

et la tension moyenne sur la charge :

$$V_{\text{DC}} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{13,4 \text{ V}}{\pi} = 4,27 \text{ V}$$

La figure 4.3 nous montre les valeurs données par l'oscilloscope et le multimètre. La voie 1 de l'oscilloscope est sur 5 V par division (5 V/Div). Le signal simple alternance présente une valeur crête comprise entre 13 et 14 V qui confirme le résultat obtenu en deuxième approximation. Le multimètre donne aussi un bon accord avec la valeur théorique : il affiche approximativement 4,22 V.

4.1 Avez-vous compris ? Sur la figure 4.3 fixez la tension de la source à 15 V et calculez en deuxième approximation la tension moyenne V_{DC} sur la charge.

4.2 Le transformateur

Les compagnies d'électricité aux États-Unis fournissent une tension nominale de $120 V_{\text{eff}}$ à une fréquence de 60 Hz. La tension réelle à la prise de courant peut varier de $105 V_{\text{eff}}$ à $125 V_{\text{eff}}$. Elle est trop haute pour la plupart des circuits des équipements électroniques. C'est pourquoi un transformateur est couramment utilisé dans l'alimentation pour amener la valeur de la tension du secteur à des niveaux plus bas supportables par les diodes, transistors et autres composants électroniques.

Attention les valeurs sont différentes en France : 220 V et 50 Hz. Dans l'ouvrage, tout est fondé sur une fréquence de 60 Hz. Avoir maintenu cette valeur plutôt que 50 Hz ne change rien quant à la compréhension du sujet traité.

4.2.1 Concept fondamental

Des ouvrages spécialisés présentent le transformateur en détail ; un bref rappel suffira pour une bonne compréhension de ce chapitre. La figure 4.4 montre un transformateur ; la tension secteur est appliquée sur l'enroulement primaire. Habituellement, il y a une troisième cosse pour mettre le composant à la terre. Selon le rapport du nombre de spires N_1 / N_2 , la tension du secondaire est abaissée si N_1 est plus grand que N_2 .

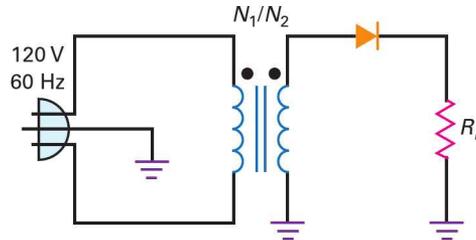


Figure 4.4
Redressement simple alternance
avec transformateur.

4.2.2 Points de déphasage

Rappelons-nous la signification des points situés à la partie supérieure des enroulements (figure 4.4). Les côtés pointés ont la même phase instantanée. Quand une alternance positive arrive sur le primaire, une alternance positive sort du secondaire. Si le point de repérage était situé en bas de l'enroulement, la tension secondaire serait déphasée de 180° par rapport à la tension primaire.

Pour l'alternance positive de la tension primaire, la demi-sinusoïde positive du secondaire polarise la diode en direct. Pour l'alternance négative de la tension primaire, l'enroulement secondaire donne une tension négative qui polarise la diode en inverse. Avec une diode idéale, on obtient une tension simple alternance sur la charge.

4.2.3 Rapport de transformation

La relation entre tension de sortie et tension d'entrée dans un transformateur est donnée par la formule :

$$V_2 = \frac{V_1}{N_1 / N_2} \quad (4.5)$$

Cela signifie que la tension au secondaire est égale à la tension au primaire divisée par le rapport de transformation. Parfois on trouve cette relation sous la forme :

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1$$

Ces relations sont valables pour les tensions instantanées, efficaces et crêtes. On utilise souvent la relation (4.5) avec les valeurs efficaces, car les tensions de source sont généralement données en valeurs efficaces.

Les termes *éleveur* ou *abaisseur* parfois utilisés correspondent aux types des transformateurs ; ils qualifient la relation entre la tension secondaire et la tension primaire. Un transformateur éleveur ($N_2 > N_1$) donne une tension secondaire supérieure à la tension primaire et un transformateur abaisseur ($N_2 < N_1$) fait l'inverse.

Question 4.2

Quelles sont les valeurs crête et moyenne de la tension sur la charge du circuit représenté par la figure 4.5 ?

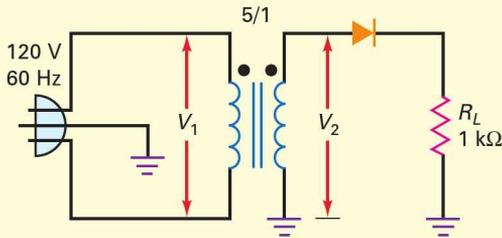


Figure 4.5
Exemple de transformateur

Réponse Le transformateur a un rapport de transformation 5/1. Cela veut dire que la tension au secondaire est le cinquième de la tension au primaire.

$$V_2 = \frac{120 \text{ V}}{5} = 24 \text{ V}$$

et la tension crête au secondaire est :

$$V_p = \frac{24 \text{ V}}{0,707} = 34 \text{ V}$$

Dans le cas d'une diode idéale, la tension crête sur la charge est :

$$V_{p(\text{out})} = 34 \text{ V}$$

La tension continue (DC) est :

$$V_{\text{DC}} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{34 \text{ V}}{\pi} = 10,8 \text{ V}$$

En deuxième approximation pour la diode, la tension crête de sortie devient :

$$V_{p(\text{out})} = 34 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 33,3 \text{ V}$$

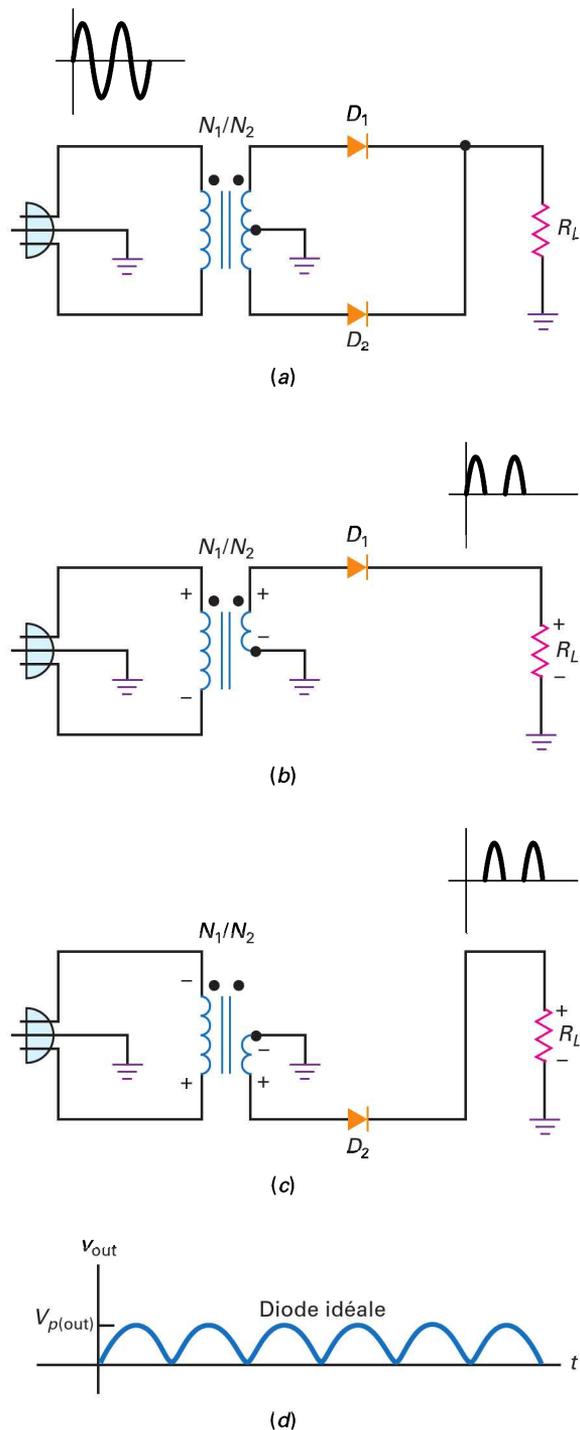
et la tension moyenne est :

$$V_{\text{DC}} = \frac{V_p}{\pi} = \frac{33,3 \text{ V}}{\pi} = 10,6 \text{ V}$$

4.2 Avez-vous compris ? Sur la figure 4.5, le rapport de transformation passe à 2/1. Calculer à nouveau les valeurs des tensions de crête et moyenne sur la charge.

4.3 Le redresseur double alternance

La figure 4.6a illustre un **redressement double alternance** avec un transformateur à prise médiane sur l'enroulement secondaire. Le redressement double alternance est l'équivalent de deux redressements simple alternance. Du fait de la prise médiane, chaque redressement a une tension d'entrée égale à la moitié de la tension au secondaire. La diode D_1 est en conduction pendant l'alternance positive et la diode D_2 pendant l'alternance négative. Par conséquent, le courant redressé dans la charge existe pendant les deux demi-cycles, le redressement double alternance agit comme deux redressements simple alternance adossés l'un à l'autre.

**Figure 4.6**

- (a) Redressement double alternance ;
 (b) circuit équivalent pour l'alternance positive ;
 (c) circuit équivalent pour l'alternance négative ;
 (d) signal de sortie.

La figure 4.6b représente le circuit équivalent pour l'alternance positive, la diode D_1 conduit. Cela donne une tension positive sur la charge repérée par le signe +. La figure 4.6c illustre le cas de l'alternance négative pendant laquelle la diode D_2 conduit. La tension sur la charge est de nouveau positive.

Pendant les deux demi-périodes, la tension sur la charge garde la même polarité, donc le courant la même direction. Le circuit est appelé *redresseur double*

alternance car il transforme la tension alternative (AC) d'entrée en une tension redressée et ondulée représentée par la figure 4.6d. Ce signal possède des propriétés intéressantes que nous allons étudier maintenant.

4.3.1 Valeur DC ou valeur moyenne

Le signal double alternance ayant deux fois plus de cycles positifs que le signal simple alternance, sa valeur moyenne est double.

$$\text{Signal double alternance : } V_{\text{DC}} = \frac{2V_p}{\pi} \quad (4.6)$$

Comme $2/\pi = 0,636$, la relation (4.6) peut s'écrire :

$$V_{\text{DC}} \approx 0,636V_p$$

Mise sous cette forme, il apparaît que la tension moyenne vaut 63,6 % de la valeur crête : par exemple, une tension d'entrée de 100 V crête donnera une tension moyenne de 63,6 V.

4.3.2 Fréquence de sortie

Dans le redressement simple alternance, la fréquence de sortie est égale à la fréquence d'entrée. Dans le redressement double alternance, il se passe quelque chose d'inhabituel. La tension du secteur a une fréquence de 60 Hz, donc une période :

$$T_{\text{in}} = \frac{1}{f} = \frac{1}{60 \text{ Hz}} = 16,7 \text{ ms}$$

À cause des alternances doublées, la période du signal redressé est égale à la moitié de la période du signal d'entrée :

$$T_{\text{out}} = 0,5(16,7 \text{ ms}) = 8,33 \text{ ms}$$

(Si vous avez un doute, comparez les figures 4.6d et 4.2c.) La fréquence de sortie devient :

$$f_{\text{out}} = \frac{1}{T_{\text{out}}} = \frac{1}{8,33 \text{ ms}} = 120 \text{ Hz}$$

La fréquence du signal de sortie est le double de la fréquence du signal d'entrée. Cela tombe sous le sens : le signal de sortie possède deux fois plus d'alternances positives que le signal d'entrée, car les alternances négatives ont été inversées. La conséquence est un doublement de la fréquence.

$$\text{Signal double alternance : } f_{\text{out}} = 2 f_{\text{in}} \quad (4.7)$$

4.3.3 Deuxième approximation

On peut utiliser la deuxième approximation précédente car le redressement double alternance se comporte comme deux redressements simple alternance. Le principe est d'enlever 0,7 V à la tension crête du signal de sortie idéal ; la question suivante utilise cette méthode.

Bon à Savoir

La valeur efficace d'un signal double alternance est donnée par la formule :

$$V_{\text{eff}} = 0,707V_p$$

Elle est la même que celle de n'importe quel signal sinusoïdal.

Multisim

Question 4.3

Dans la figure 4.7, on trouve un redressement double alternance illustré sur l'écran d'un oscilloscope. Sur l'entrée 1 de l'oscilloscope, on applique la tension au primaire (la sinusoïde), et sur l'entrée 2, la tension sur la charge (le signal double alternance). Positionnez le canal 1 comme point de déclenchement de votre entrée positive. La plupart des oscilloscopes auront besoin d'une sonde $\times 10$ pour mesurer la tension d'entrée plus élevée. Évaluez la valeur crête des tensions d'entrée et de sortie et comparez-les aux valeurs mesurées.

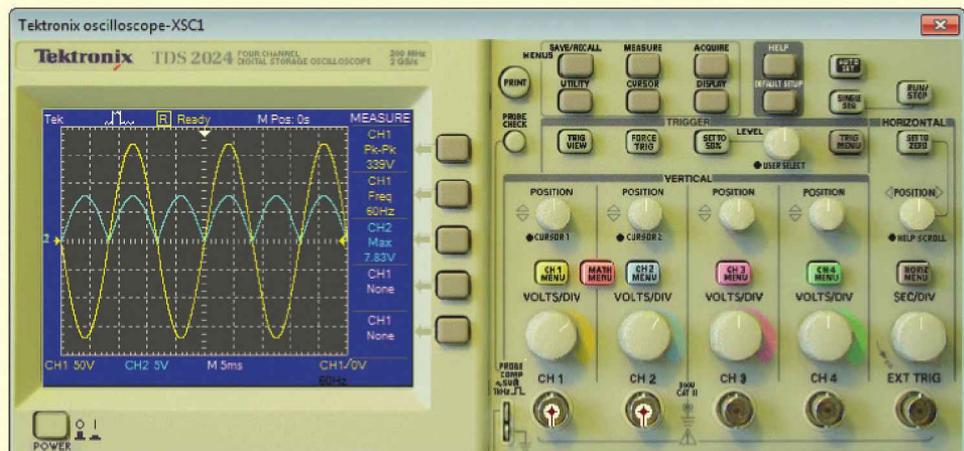
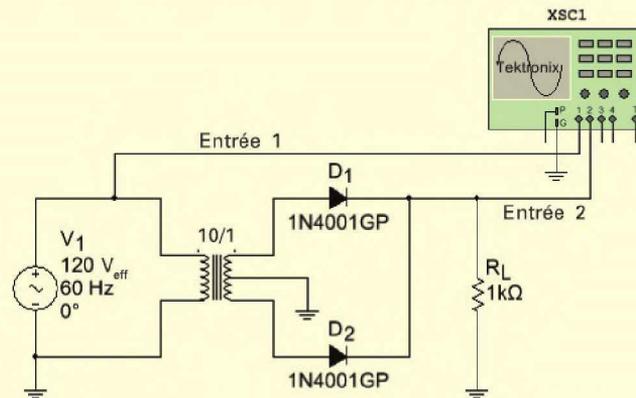


Figure 4.7
Exemple d'étude du redresseur double alternance.

Réponse La tension crête au primaire est :

$$V_{p(1)} = \frac{V_{\text{eff}}}{0,707} = \frac{120 \text{ V}}{0,707} = 170 \text{ V}$$

Le transformateur est un abaisseur de rapport 10/1 ; la tension crête au secondaire est :

$$V_{p(2)} = \frac{V_{p(1)}}{N_1 / N_2} = \frac{170 \text{ V}}{10} = 17 \text{ V}$$

Le redresseur double alternance agit comme deux redresseurs simple alternance dos à dos. À cause de la prise médiane, la tension d'entrée de chaque redresseur simple alternance est la moitié de la tension au secondaire :

$$V_{p(in)} = 0,5(17 \text{ V}) = 8,5 \text{ V}$$

Théoriquement, la tension crête de sortie est donc :

$$V_{p(out)} = 8,5 \text{ V}$$

Avec la deuxième approximation pour la diode, la tension de sortie vaut :

$$V_{p(out)} = 8,5 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 7,8 \text{ V}$$

Comparons les valeurs calculées avec les valeurs mesurées. La sensibilité de l'entrée 1 est 50 V/Div ; la sinusoïde d'entrée atteint approximativement 3,4 Div, la valeur crête est proche de 170 V. L'entrée 2 a une sensibilité de 5 V/Div ; le signal de sortie atteint approximativement 1,4 Div, soit 7 V. Les mesures à l'entrée et à la sortie sont en accord raisonnable avec les valeurs théoriques.

Une fois de plus, la deuxième approximation n'améliore que très légèrement la réponse. En cas de dépannage, ce n'est pas déterminant ; si quelque chose ne marche pas, la tension de sortie sera très fortement différente de sa valeur idéale 8,5 V.

4.3 Avez-vous compris ? Sur la figure 4.7 le rapport de transformation passe à 5/1. Calculer à nouveau les valeurs des tensions $V_{P(in)}$ et $V_{P(out)}$ en deuxième approximation.

Question 4.4



Si l'une des diodes de la figure 4.7 est coupée, que deviennent les différentes tensions ?

Réponse Si l'une des diodes est coupée, le circuit redevient un redressement simple alternance et la tension au secondaire est encore 8,5 V. Cependant, la tension sur la charge est un signal simple alternance avec 8,5 V de tension crête (cas idéal) ou 7,8 V (deuxième approximation).

4.4 Le redresseur en pont

La figure 4.8a représente un **redresseur en pont**. Il ressemble au redresseur double alternance car il donne une tension de sortie redressée double alternance. Les diodes D_1 et D_2 conduisent pendant la demi-période positive, et D_3 et D_4 conduisent pendant la demi-période négative. Par conséquent, le courant redressé existe pendant les deux demi-cycles.

La figure 4.8b montre le circuit équivalent pour la demi-période positive. D_1 et D_2 conduisent et fournissent une tension positive sur la charge repérée par les + et - de polarité de la résistance. À titre d'aide-mémoire, imaginons D_2 court-circuitée, le circuit redevient un redressement simple alternance déjà familier.

La figure 4.8c montre le circuit équivalent pendant la demi-période négative. D_3 et D_4 sont polarisées en direct et fournissent une tension positive sur la charge. Si la diode D_3 est court-circuitée, le circuit ressemble à un redresseur simple alternance. Le redresseur en pont agit comme deux redresseurs simple alternance mis dos à dos.

Durant le cycle complet, la tension sur la charge présente la même polarité et le courant de sortie le même sens. Le circuit a transformé la tension AC d'entrée en une tension de sortie ondulée, comme le montre la figure 4.8d. L'avantage de ce type de redressement par rapport au redressement double alternance précédent est qu'il n'y a pas de prise médiane, *la totalité de la tension secondaire est utilisée*.

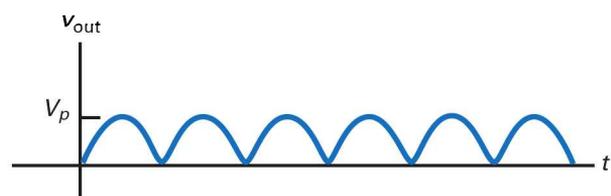
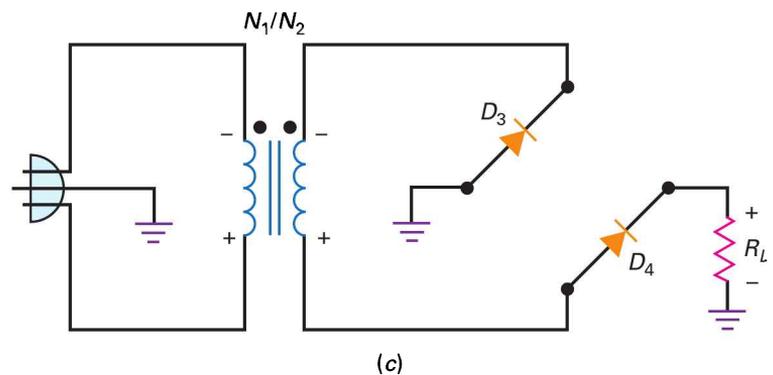
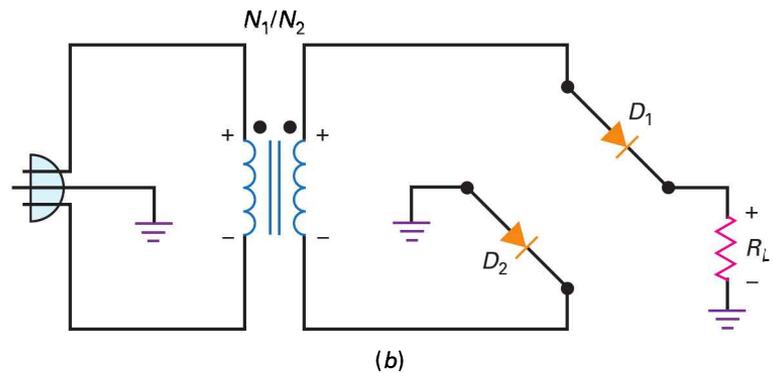
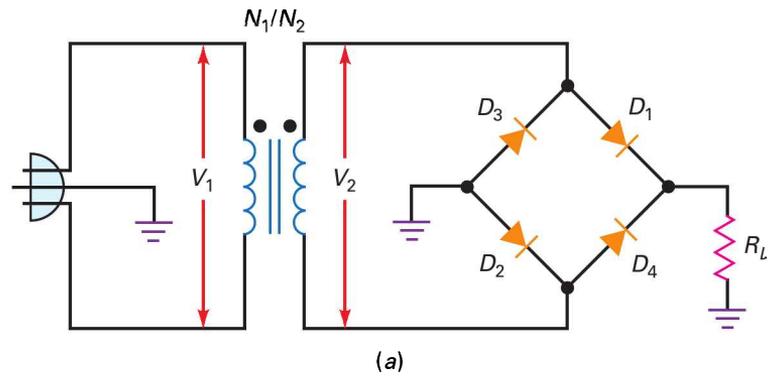


Figure 4.8

- (a) Redresseur en pont ;
- (b) circuit équivalent pour l'alternance positive ;
- (c) circuit équivalent pour l'alternance négative ;
- (d) signal de sortie.

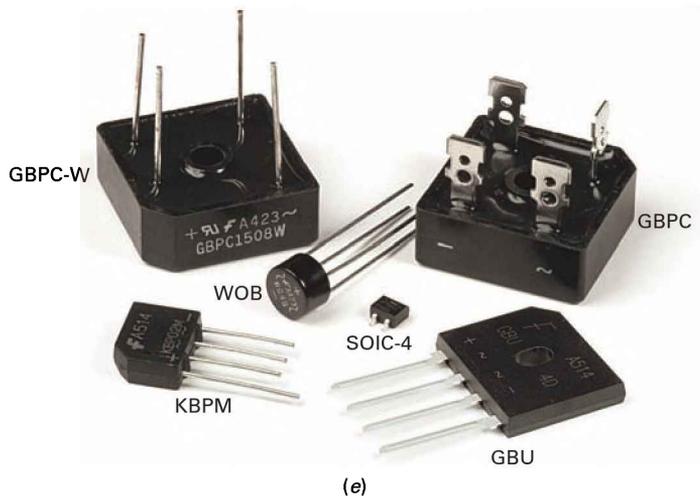


Figure 4.8 (suite)
(e) © Brian Moeskau /
photographie Brian Moeskau.

4.4.1 Valeur moyenne et fréquence de sortie

Le redressement en pont donne la même forme d'onde que le redressement double alternance, donc les expressions de la tension moyenne et de la fréquence de sortie sont :

$$I_{DC} = \frac{2I_p}{\pi}$$

et

$$f_{out} = 2f_{in}$$

La valeur moyenne est 63,6 % de la valeur crête et la fréquence de sortie est 120 Hz pour une fréquence de réseau égale à 60 Hz.

L'avantage du redresseur en pont est que toute la tension secondaire se retrouve à l'entrée du redressement. Avec le même transformateur, on obtient deux fois plus de tension crête et de tension moyenne. Cela compense le fait de devoir utiliser deux diodes supplémentaires. En réalité, *le redresseur en pont est beaucoup plus utilisé que le redresseur double alternance*.

Incidentement, le redressement double alternance a été employé bien avant le redressement en pont. C'est pour cette raison qu'il a le nom de *double alternance* même si le second est double alternance lui aussi. Pour le distinguer, on trouve parfois dans la littérature les noms de *redresseur double alternance conventionnel*, *redresseur à deux diodes* ou *redresseur à point milieu*.

4.4.2 Deuxième approximation et autres pertes

Puisque le redresseur en pont présente deux diodes dans le sens passant, la tension crête de sortie est la suivante.

$$\text{Redresseur en pont : } I_{p(out)} = I_{p(in)} - 1,4 \text{ V} \quad (4.8)$$

On a enlevé deux chutes de tension de diodes de la valeur crête pour obtenir une valeur plus précise de la tension crête de sortie. L'encart *À retenir* 4.1 récapitule les trois types de redresseurs et leurs propriétés.

Bon à Savoir

Contrairement au redresseur double alternance à deux diodes, quand un redresseur à pont est utilisé, la même tension DC de sortie peut être obtenue avec un transformateur utilisant un rapport N_1/N_2 plus élevé du nombre de spires des enroulements primaire et secondaire du transformateur. Cela signifie qu'avec un redresseur à pont, moins de spires sont nécessaires dans le transformateur. Le transformateur utilisé dans un pont redresseur sera plus petit et moins coûteux qu'un redresseur double alternance à deux diodes. Ce seul avantage l'emporte sur l'utilisation de quatre diodes au lieu de deux dans un redresseur conventionnel double alternance à deux diodes.

À RETENIR 4.1 – Redresseurs sans filtrages*

	Simple alternance	Double alternance	Pont
Nombre de diodes	1	2	4
Entrée du redresseur	$V_{p(2)}$	$0,5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Sortie crête (idéal)	$V_{p(2)}$	$0,5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Sortie crête (2 ^e appr.)	$V_{p(2)} - 0,7 V$	$0,5V_{p(2)} - 0,7 V$	$V_{p(2)} - 1,4 V$
Sortie DC	$V_{p(out)} / \pi$	$2V_{p(out)} / \pi$	$2V_{p(out)} / \pi$
Fréquence ondulation	f_{in}	$2f_{in}$	$2f_{in}$

* $V_{p(2)}$: tension crête au secondaire ; $V_{p(out)}$: tension crête de sortie.

||| Multisim

Question 4.5

Calculez les valeurs crêtes de la tension d'entrée et de la tension de sortie du redresseur de la figure 4.9. Ensuite, comparez les valeurs trouvées avec les valeurs mesurées.

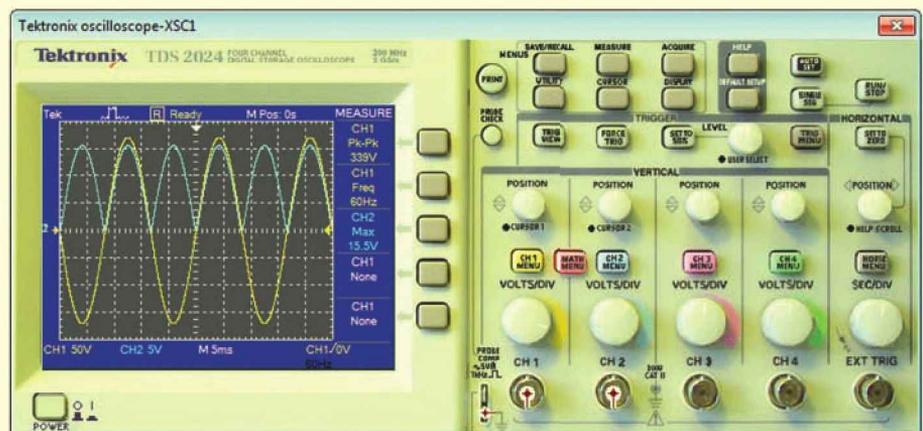
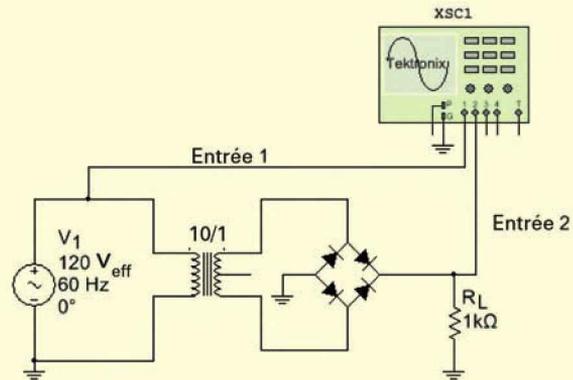


Figure 4.9
Exemple de redresseur en pont.

Réponse La valeur crête des tensions primaire et secondaire sont les mêmes que dans la question 4.3 :

$$V_{p(1)} = 170 \text{ V et } V_{p(2)} = 17 \text{ V}$$

Avec un redresseur en pont, toute la tension secondaire se retrouve à l'entrée du redresseur. Dans le cas idéal :

$$V_{p(\text{out})} = 17 \text{ V}$$

En deuxième approximation :

$$V_{p(\text{out})} = 17 \text{ V} - 1,4 \text{ V} = 15,6 \text{ V}$$

Maintenant, comparons valeurs calculées et valeurs mesurées. La sensibilité de l'entrée 1 est de 50 V/Div ; la sinusoïde a une amplitude crête d'environ 170 V (3,4 Div). Sur l'entrée 2, la sensibilité est de 5 V/Div ; la demi-sinusoïde a un maximum d'environ 3,2 Div, ce qui donne une valeur crête d'environ 16 V. Les valeurs mesurées à l'entrée et à la sortie sont identiques aux valeurs calculées.

4.5 Avez-vous compris ? Comme dans la question 4.5, calculez la valeur idéale et la deuxième approximation de $V_{p(\text{out})}$ avec un ratio de 5/1.

4.5 Le filtre LC à inductance en tête

Il fut un temps où les filtres LC étaient largement utilisés pour filtrer le signal de sortie d'un redresseur. Ils ne sont plus d'un usage aussi généralisé à cause de leur prix, leur taille, et leur poids. Cependant, ils gardent une valeur éducative, ils aident à la compréhension des autres types de filtres.

4.5.1 Concept fondamental

Regardons la figure 4.10a, ce type de filtre est appelé **filtre LC à inductance en tête**. La source AC injecte un courant dans l'inductance, le condensateur et la résistance. Son amplitude dépend de la réactance selfique, de la réactance capacitive et de la résistance. La bobine présente une réactance :

$$X_L = 2\pi f L$$

Le condensateur a une réactance donnée par :

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

Il a été démontré qu'une bobine (ou inductance) a comme premier effet de s'opposer aux variations de courant. Idéalement, le filtre LC réduit à zéro les fluctuations de la tension AC sur la charge. En deuxième approximation, il réduit le courant AC dans la charge à une très faible valeur. Essayons de savoir pourquoi.

La première condition pour un filtre LC efficace est d'avoir X_C à la fréquence du signal d'entrée beaucoup plus faible que R_L ; alors, on peut négliger la résistance et utiliser le circuit équivalent de la figure 4.10b. La seconde condition pour un bon fonctionnement est d'avoir X_L beaucoup plus grand que X_C à la même fréquence. Dans ce cas, la tension AC de sortie tend vers zéro. D'autre part, en régime statique,

la bobine peut être assimilée à un court-circuit et le condensateur à un circuit ouvert ; donc le courant continu passe dans la charge avec un minimum de pertes.

D'après la figure 4.10b, la tension AC de sortie vaut :

$$V_{\text{out}} \approx \frac{X_C}{X_L} V_{\text{in}} \quad (4.9)$$

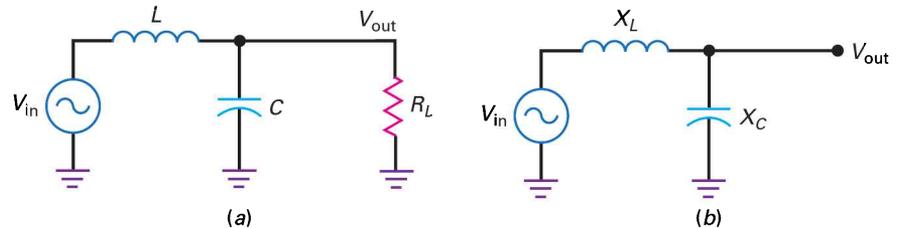


Figure 4.10
(a) Filtre LC à inductance en tête ;
(b) circuit AC équivalent.

Par exemple, si $X_L = 10 \text{ k}\Omega$, $X_C = 100 \Omega$, et $V_{\text{in}} = 15 \text{ V}$, la tension alternative de sortie est :

$$V_{\text{out}} \approx \frac{100 \Omega}{10 \text{ k}\Omega} 15 \text{ V} = 0,15 \text{ V}$$

Dans cet exemple, le filtre LC réduit la tension AC de sortie d'un facteur 100.

4.5.2 Filtrage à la sortie d'un redresseur

La figure 4.11a représente un filtre LC entre un redresseur et une charge. Le redresseur peut être du type simple, double alternance ou en pont. Quel est l'effet du filtre LC sur la tension de la charge ? La façon la plus simple d'aborder ce problème est d'utiliser le théorème de superposition. Que dit ce théorème ? Si vous avez plusieurs sources, vous pouvez analyser le circuit pour chaque source séparément et faire la somme de toutes les tensions obtenues pour avoir la tension finale.

Le signal de sortie du filtre a deux composantes différentes : une tension continue (la valeur moyenne) et une tension alternative (la partie fluctuante), comme on le voit sur la figure 4.11b. Chacune de ces tensions agit comme une source indépendante. Si X_L est nettement plus grand que X_C , la tension alternative dans la charge est très faible. Même si la composante alternative n'est pas purement sinusoïdale, la relation (4.9) donne une idée assez précise de la tension AC sur la charge.

Le circuit se comporte comme sur la figure 4.11c tant qu'il existe une composante continue. À 0 Hz, la réactance de l'inductance est nulle et la réactance de la capacité infinie ; seule subsiste la résistance de l'enroulement. Si la résistance en série R_s est nettement plus petite que R_L , la plus grande partie de la tension DC se retrouve sur la résistance de charge. Ceci illustre comment le filtre LC fonctionne. La plus grande partie de la tension continue est transmise à la charge alors que la presque totalité de la composante alternative est bloquée par la bobine, et on obtient une tension DC presque parfaite comme celle d'une pile. La figure 4.11d illustre la sortie filtrée d'un redresseur double alternance ; la petite tension AC résiduelle est appelée l'**ondulation** ou parfois la *sur-oscillation*, on mesure sa valeur crête à crête avec un oscilloscope. Pour mesurer la valeur d'ondulation, positionnez le commutateur ou le paramètre de couplage de l'entrée verticale de l'oscilloscope à AC au lieu de DC. Ceci vous permettra de voir la composante AC de la forme d'onde en bloquant la valeur DC ou la valeur moyenne.

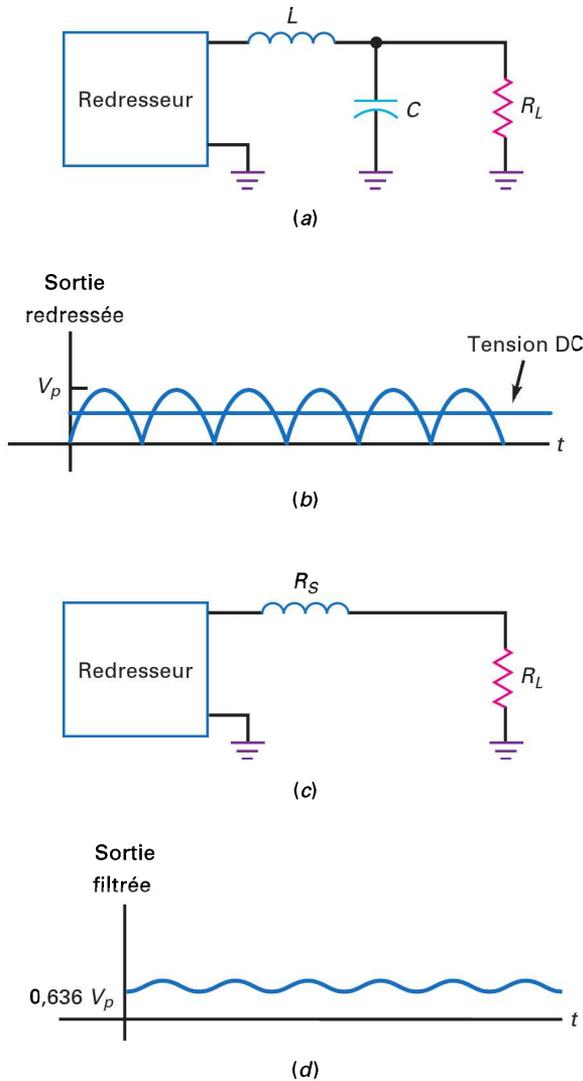


Figure 4.11
 (a) Redresseur avec filtre LC ;
 (b) la sortie du redresseur a des composantes AC et DC ;
 (c) circuit DC équivalent ;
 (d) la sortie du filtre est un signal redressé avec une légère ondulation.

4.5.3 Principal inconvénient

L'**alimentation** est le circuit qui transforme la tension alternative d'entrée en une tension continue presque parfaite. Elle se compose d'un redresseur et d'un filtre. La tendance actuelle va vers les alimentations basses tensions et les courants forts. La fréquence du secteur étant 60 Hz, il faut de grandes inductances pour obtenir un filtrage efficace. Les résistances d'enroulement notables causent de sérieux problèmes de conception pour les courants de sortie importants. Il y a trop de chute de tension continue dans la bobine. De plus, l'encombrement n'est pas compatible avec les circuits modernes où l'accent est mis sur la miniaturisation.

4.5.4 Régulateurs à découpage

Une application importante subsiste pour les filtres LC : le **régulateur à découpage**. C'est un type d'alimentation utilisé dans les ordinateurs, les moniteurs et un nombre

croissant d'équipements. La fréquence utilisée dans les régulateurs à découpage est nettement plus grande que 60 Hz, généralement de l'ordre de 20 kHz. À de telles fréquences, on peut employer des inductances plus petites pour concevoir des filtres efficaces ; nous en discuterons au chapitre 24.

4.6 Le filtre à condensateur en tête

Le filtre à inductance en tête fournit une tension continue égale à la valeur moyenne de la tension redressée. Le **filtre à condensateur en tête** donne une tension de sortie égale à la valeur crête de la tension redressée. C'est le filtrage le plus utilisé dans les alimentations.

4.6.1 Concept fondamental

La figure 4.12a montre une source alternative, une diode et un condensateur. La clé du filtrage par condensateur réside dans la compréhension de ce qui se passe durant le premier quart de cycle.

Au départ, le condensateur n'est pas chargé. Pendant le premier quart de période, la diode est polarisée en direct. Idéalement, c'est un interrupteur fermé ; le condensateur se charge, et à chaque instant sa tension est la tension de la source. La charge se poursuit jusqu'à ce que la tension atteigne sa valeur maximale, et à cet instant la tension sur le condensateur est V_p .

À partir de ce moment, la décroissance commence ; tant que la tension est inférieure à V_p , la diode est bloquée, et elle se comporte comme un interrupteur ouvert (figure 4.12c). Pendant les cycles suivants, le condensateur reste pleinement chargé et la diode reste bloquée ; c'est pour cela que la tension de sortie (figure 4.12b) est constante et égale à V_p .

Théoriquement, tout ce que doit faire le filtre à condensateur en tête est de charger le condensateur à la tension crête pendant le premier quart de période. La tension crête reste constante, ce qui convient parfaitement aux équipements électroniques. Il y a un seul problème : il n'y a pas de résistance de charge.

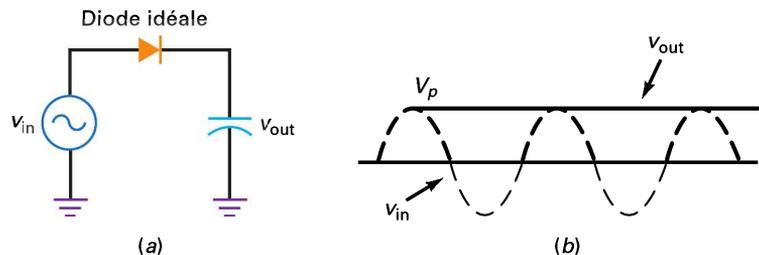
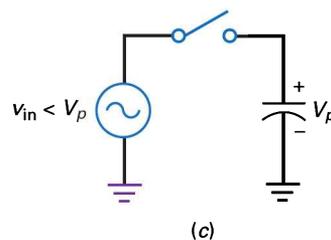


Figure 4.12

- (a) Filtre à condensateur sans charge ;
- (b) la sortie est une tension DC parfaite ;
- (c) le condensateur reste chargé quand la diode est en inverse.



4.6.2 Effet de la résistance de charge

Pour que le filtre à condensateur en tête soit utile, il doit être relié à une résistance de charge (figure 4.13a). Tant que la constante de temps $R_L C$ est nettement plus grande que la période, le condensateur reste largement chargé et la tension est approximativement V_p . La seule perturbation par rapport à une tension DC idéale est la faible ondulation représentée par la figure 4.13b. Plus la valeur crête à crête de l'ondulation résiduelle est faible, plus on se rapproche du cas idéal.

Entre les crêtes, la diode est bloquée et le condensateur se décharge à travers la résistance de charge. Autrement dit, le condensateur fournit le courant de sortie. La décharge entre les crêtes étant faible, l'amplitude crête à crête de l'ondulation reste petite. Quand la crête suivante arrive, la diode conduit brièvement et recharge le condensateur à la tension crête. La question fondamentale est de savoir quelle grandeur le condensateur doit avoir pour un bon fonctionnement. Avant d'envisager ce point, voyons ce qui se passe dans les autres circuits redresseurs.

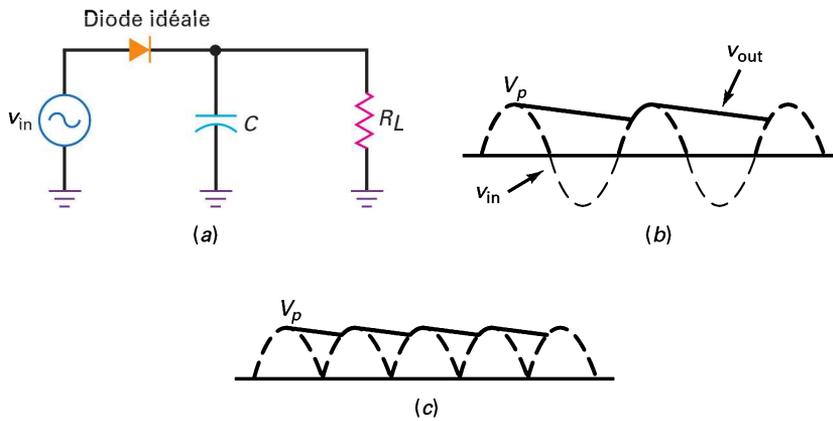


Figure 4.13

(a) Filtre à condensateur chargé ;
(b) la sortie est un courant direct avec une légère ondulation ;
(c) la sortie double alternance est mieux lissée.

4.6.3 Filtrage d'un redresseur double alternance

Pour un filtre à condensateur connecté à un redresseur double alternance ou à un redresseur en pont, l'amplitude de l'ondulation est divisée par deux. La figure 4.13c explique pourquoi. Le condensateur se décharge pendant un temps deux fois moins long que pour un redressement simple alternance, donc la valeur crête à crête de l'ondulation est divisée par deux.

4.6.4 Formule de l'ondulation résiduelle

Voici la formule utilisée pour estimer la valeur crête à crête de l'ondulation résiduelle donnée par un filtrage à condensateur :

$$V_R = \frac{I}{fC} \quad (4.10)$$

V_R : tension crête à crête de l'ondulation

I : courant continu dans la charge

f : fréquence de l'ondulation

C : capacité

C'est une approximation, non un calcul exact ; elle peut être utilisée dans le cadre d'une estimation. Pour une évaluation plus précise, la méthode consiste à utiliser un simulateur.

Bon à Savoir

Une autre formule plus précise peut être utilisée pour déterminer l'ondulation à la sortie d'un filtre d'entrée à condensateur, c'est :

$$V_R = V_{p(out)} (1 - e^{-t/R_L C})$$

Le temps t représente le temps pendant laquelle le condensateur C du filtre peut se décharger. Pour un redresseur simple alternance, t peut être d'environ 16,67 ms alors qu'il peut être de 8,33 ms pour un redresseur à double alternance.

Par exemple, si le courant DC dans la charge est 10 mA et la capacité 200 μF , l'ondulation avec un redresseur en pont et un filtre à condensateur est :

$$V_R = \frac{10 \text{ mA}}{(120 \text{ Hz})(200 \mu\text{F})} = 0,417 \text{ V}_{\text{pp}}$$

En utilisant cette formule, il faut se souvenir de deux choses. Premièrement, l'ondulation est une tension crête à crête (notation pp : pic à pic) ; on la mesure avec un oscilloscope. Ensuite, la relation s'utilise avec des tensions simple alternance ($f = 60 \text{ Hz}$) ou double alternance ($f = 120 \text{ Hz}$).

Dans le cas où l'oscilloscope n'est pas disponible, la mesure avec un voltmètre AC introduit une erreur significative. La plupart des voltmètres AC sont calibrés pour lire les valeurs efficaces d'une sinusoïde. Or, l'ondulation n'est pas un signal sinusoïdal, et on peut faire jusqu'à 25 % d'erreur selon la conception du voltmètre AC. Cependant, ce n'est pas un problème dans le cas d'un dépannage, puisqu'on recherche des variations plus importantes de l'ondulation.

Si on utilise le voltmètre AC, la conversion valeur crête à crête - valeur efficace est possible en utilisant la relation suivante :

$$V_{\text{eff}} = \frac{V_{\text{pp}}}{2\sqrt{2}}$$

La division par 2 convertit la tension crête à crête en tension crête, la division par $\sqrt{2}$ donne la valeur efficace pour une sinusoïde ayant la même amplitude crête à crête que l'ondulation.

4.6.5 Valeur de la tension DC sur la charge

Il est difficile de calculer avec précision la valeur de la tension continue sur la charge fournie par un redresseur suivi d'un filtre à condensateur. Pour commencer, il y a les chutes de tension des deux diodes à enlever de la tension crête. Une autre chute de tension intervient en plus : les diodes conduisent fortement lors de la charge du condensateur car elles sont passantes pendant un temps très court dans chaque cycle. Ce courant, très bref mais très intense, doit parcourir l'enroulement du transformateur et la résistance série de la diode. Dans la question suivante, nous allons calculer la sortie, successivement avec la première et la deuxième approximation de la diode, en se rappelant que la tension DC sera légèrement plus faible.

Question 4.6

Déterminez la tension continue et l'ondulation sur la charge de la figure 4.14.

Réponse La tension efficace au secondaire est :

$$V_2 = \frac{120 \text{ V}}{5} = 24 \text{ V}$$

La tension crête au secondaire est :

$$V_p = \frac{24 \text{ V}}{0,707} = 34 \text{ V}$$

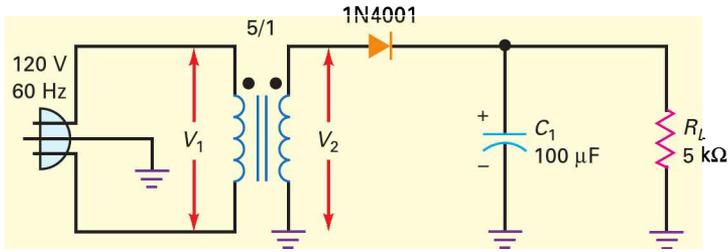


Figure 4.14
Redresseur simple alternance
et filtre à condensateur.

En supposant une diode idéale et une faible ondulation résiduelle, la tension DC sur la charge vaut :

$$V_L = 34 \text{ V}$$

Pour calculer l'ondulation, il faut tout d'abord avoir le courant DC dans la charge :

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{34 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 6,8 \text{ mA}$$

Ensuite, on utilise la relation (4.10) :

$$V_R = \frac{6,8 \text{ mA}}{(60 \text{ Hz})(100 \mu\text{F})} = 1,13 \text{ V}_{pp} \approx 1,1 \text{ V}_{pp}$$

On arrondit le résultat à deux chiffres significatifs car c'est une approximation ne pouvant pas donner une grande précision.

Voici comment améliorer légèrement la valeur de la réponse. Il y a environ 0,7 V de chute de tension dans la diode au silicium qui conduit. De ce fait, la tension crête sur la charge est plus proche de 33,3 V que de 34 V. Mais ce n'est qu'une modification mineure, le cas idéal est largement adapté au dépannage et à la première analyse.

Pour terminer avec ce montage, le signe + sur le condensateur de filtrage indique un **condensateur polarisé** dont le côté positif doit être connecté à la sortie positive du redresseur. Dans la figure 4.15, le côté positif du condensateur est correctement relié à la sortie du redresseur. Il faut regarder très attentivement lors des dépannages si le condensateur examiné ou remplacé est polarisé ou non. Si vous inversez la polarité des diodes du redresseur et réalisez un circuit d'alimentation négative, assurez-vous de relier le côté négatif du condensateur au point de tension de sortie négatif et le côté positif du condensateur à la masse du circuit.

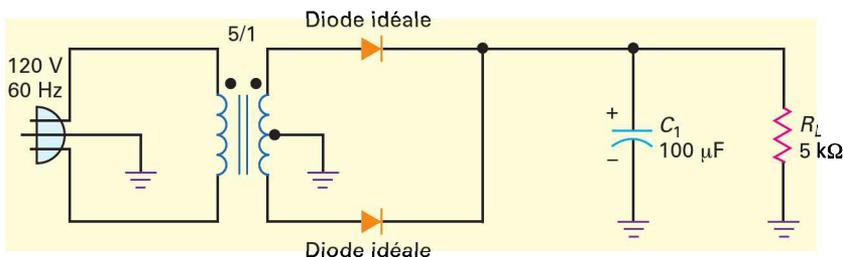


Figure 4.15
Redresseur double alternance
et filtrage par condensateur.

Les alimentations comportent très souvent des condensateurs polarisés car ils peuvent fournir de très grandes valeurs de capacité dans de faibles volumes. C'est ainsi que les *condensateurs électrolytiques doivent être connectés en respectant*

les polarités pour former le film d'oxyde. Montés à l'envers, ils s'échauffent et peuvent exploser.

III Multisim

Question 4.7

Déterminez la tension continue et l'ondulation sur la charge de la figure 4.15.

Réponse Puisque le rapport de transformation est 5/1, comme dans la question précédente, la tension crête au secondaire est encore 34 V. La moitié se retrouve sur l'entrée à chaque demi-période ; en supposant des diodes idéales et peu d'ondulation résiduelle, la tension continue sur la charge est :

$$V_L = 17 \text{ V}$$

Le courant DC dans la charge vaut :

$$I_L = \frac{17 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 3,4 \text{ mA}$$

Maintenant, la relation (4.10) donne :

$$V_R = \frac{3,4 \text{ mA}}{(120 \text{ Hz})(100 \mu\text{F})} = 0,283 \text{ V}_{pp} \approx 0,28 \text{ V}_{pp}$$

En tenant compte des 0,7 V de chute dans la diode, la tension DC réelle est plus proche de 16 V que de 17 V.

4.7 Avez-vous compris ? Sur la figure 4.15 la résistance R_L passe à 2 k Ω . Calculer à nouveau la tension continue et l'ondulation sur la charge.

III Multisim

Question 4.8

Quelles sont la tension continue et l'ondulation dans la figure 4.16 ? Comparez les réponses avec celles obtenues dans les deux questions précédentes.

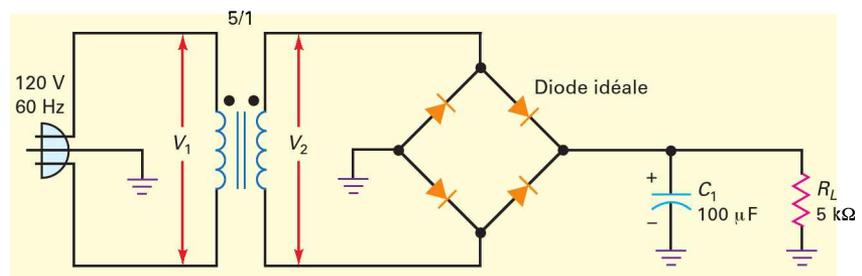


Figure 4.16
Redresseur en pont
et filtrage par condensateur.

Réponse Puisque le rapport de transformation est 5/1, la tension crête au secondaire est toujours 34 V. En supposant les diodes idéales et peu d'ondulation, la tension continue sur la charge est :

$$V_L = 34 \text{ V}$$

Le courant DC dans la charge vaut :

$$I_L = \frac{34 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 6,8 \text{ mA}$$

La relation (4.10) donne :

$$I_R = \frac{6,8 \text{ mA}}{(120 \text{ Hz})(100 \mu\text{F})} = 0,566 \text{ V}_{pp} \approx 0,57 \text{ V}_{pp}$$

En tenant compte des 1,4 V de chute de tension dans les diodes, la tension DC réelle est plus proche de 32 V que de 34 V.

Nous venons de calculer la tension continue et l'ondulation dans trois redresseurs différents :

- simple alternance : 34 V et 1,13 V ;
- double alternance : 17 V et 0,288 V ;
- pont de diodes : 34 V et 0,566 V.

Pour un transformateur donné, le redresseur en pont est meilleur que le redresseur simple alternance car il donne moins d'ondulation. Il est aussi meilleur que le redresseur double alternance car il fournit deux fois plus de tension. Des trois, *le redresseur en pont de diodes est le plus utilisé.*

Question 4.9

La figure 4.17 montre les valeurs fournies par un simulateur numérique. Calculez la tension théorique sur la charge et l'ondulation et comparez avec les valeurs simulées.

Réponse Le transformateur est un abaisseur 15/1 ; de ce fait, la tension efficace au secondaire est :

$$I_2 = \frac{120 \text{ V}}{15} = 8 \text{ V}$$

La tension crête vaut :

$$I_p = \frac{8 \text{ V}}{0,707} = 11,3 \text{ V}$$

Utilisons la deuxième approximation pour déterminer la tension DC sur la charge :

$$I_L = 11,3 \text{ V} - 1,4 \text{ V} = 9,9 \text{ V}$$

Pour calculer l'ondulation, il faut d'abord déterminer le courant :

$$I_L = \frac{9,9 \text{ V}}{500 \Omega} = 19,8 \text{ mA}$$

La relation (4.10) donne :

$$I_R = \frac{19,8 \text{ mA}}{(120 \text{ Hz})(4700 \mu\text{F})} = 35 \text{ mV}_{pp}$$

D'après la figure 4.17, le multimètre indique une tension continue sur la charge égale à 9,90479 V qui est proche de la valeur théorique 9,9 V.

Sur l'entrée 1 de l'oscilloscope, la sensibilité est à 10 mV/Div ; l'amplitude crête à crête de l'ondulation est d'environ 2,9 Div, ce qui donne 29,3 mV. C'est moins que la valeur théorique (35 mV), la relation (4.10) n'est qu'une *estimation*. Pour une détermination précise de l'ondulation résiduelle, il faut utiliser une simulation numérique.

III Multisim

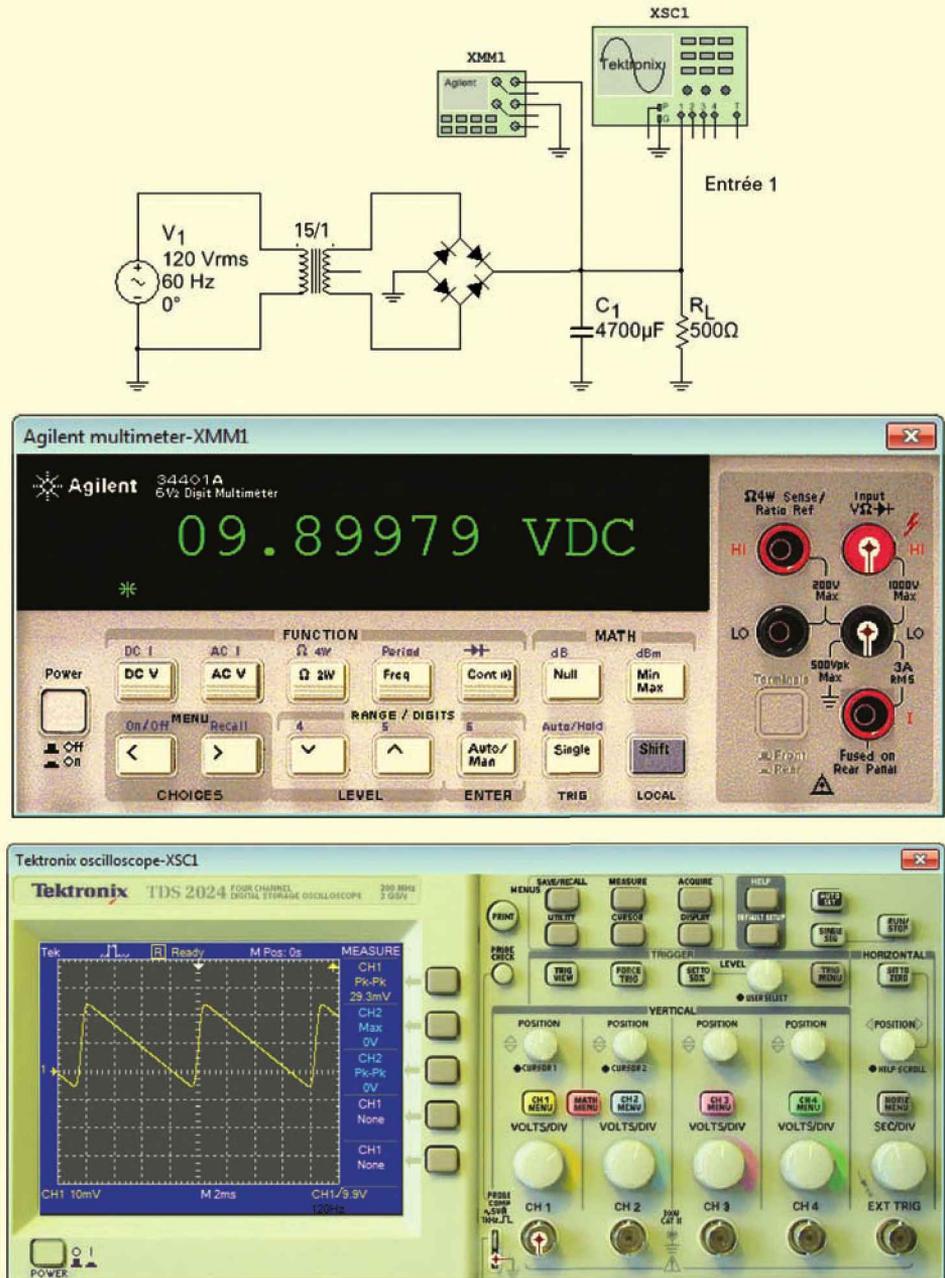


Figure 4.17
Simulation du redresseur à pont de diodes avec un filtre à condensateur en tête.

4.9 Avez-vous compris ? Sur la figure 4.17, la valeur de la capacité passe à 1 000 μF. Calculer la nouvelle valeur de la tension continue sur la charge.

4.7 Tension inverse de crête et courant de surcharge

La **tension inverse de crête** (TIC) est la tension maximale sur une diode bloquée dans un redresseur. Cette tension doit être inférieure à la tension de claquage de la diode, sinon elle peut être détruite. La TIC dépend du redresseur et du filtre, le cas le plus défavorable intervient pour le filtre à condensateur.

Les constructeurs utilisent des symboles pour indiquer la gamme des tensions inverses maximales des diodes. Parfois, ils indiquent aussi les conditions de mesures ; les symboles utilisés sont : PIV, PRV, V_B , V_{BR} , V_R , V_{RM} , V_{RWM} et $V_{R(max)}$.

4.7.1 Redresseur simple alternance

La figure 4.18a illustre la partie critique du redresseur simple alternance. Elle détermine la valeur de la tension inverse sur la diode ; pour plus de clarté, le reste du circuit a été enlevé, il n'a aucun effet. Dans la configuration la plus défavorable, la tension secondaire est sur la crête négative et le condensateur est complètement chargé à V_p . En appliquant la loi de Kirchhoff, on trouve que la tension sur la diode bloquée est de :

$$TIC = 2V_p \quad (4.11)$$

Par exemple, si la tension crête au secondaire est 15 V, la tension inverse de crête est 30 V. Tant que la tension de claquage de la diode est supérieure à cette valeur, il n'y aura aucun problème.

4.7.2 Redresseur double alternance avec filtre à condensateur en tête

La figure 4.18b illustre la configuration critique du redresseur double alternance pour déterminer la valeur de la tension inverse sur la diode. La tension secondaire étant sur la crête négative, la diode inférieure est un court-circuit. La loi de Kirchhoff donne :

$$TIC = V_p \quad (4.12)$$

4.7.3 Redresseur en pont avec filtre à condensateur en tête

La figure 4.18c illustre le cas du redresseur en pont. C'est tout ce qui est nécessaire pour calculer la tension inverse de crête. La diode supérieure est un court-circuit, et la diode inférieure un circuit ouvert ; la tension inverse vaut :

$$TIC = V_p \quad (4.13)$$

Un avantage du redresseur en pont de diodes est la tension inverse de crête plus faible pour une tension donnée sur la charge. Pour obtenir la même tension redressée, le redresseur double alternance nécessite une tension double sur le secondaire.

4.7.4 Résistance de surcharge

Avant que le circuit soit branché, le condensateur de filtrage est déchargé. À l'instant initial, la puissance est appliquée et le condensateur est équivalent à un court-circuit. Par conséquent, le courant initial peut être très important, car seules la résistance de l'enroulement du transformateur et les résistances séries des diodes peuvent le limiter. Cet afflux initial de courant au moment du branchement s'appelle le **courant de surcharge**.

Classiquement, le concepteur de l'alimentation utilisera une diode dans une gamme de courant direct pouvant supporter le courant de surcharge. Ce dernier est imposé par la taille du condensateur de filtrage. Éventuellement, on peut insérer une **résistance de surcharge** plutôt qu'utiliser une autre diode.

La figure 4.19 illustre cette notion. Une faible résistance est insérée entre le pont redresseur et le condensateur de filtrage. Sans cette protection, le courant de

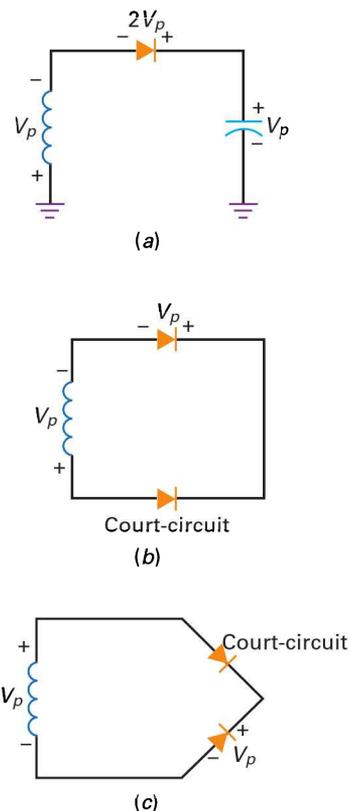


Figure 4.18
(a) Tension inverse de crête dans un redresseur simple alternance ;
(b) dans un redresseur double alternance ;
(c) dans un redresseur en pont.

surcharge peut détruire les diodes ; sa présence permet de réduire ce dernier à un niveau supportable. La résistance de surcharge n'est pas souvent utilisée, elle n'a été mentionnée que pour le cas où vous en trouveriez une dans une alimentation.

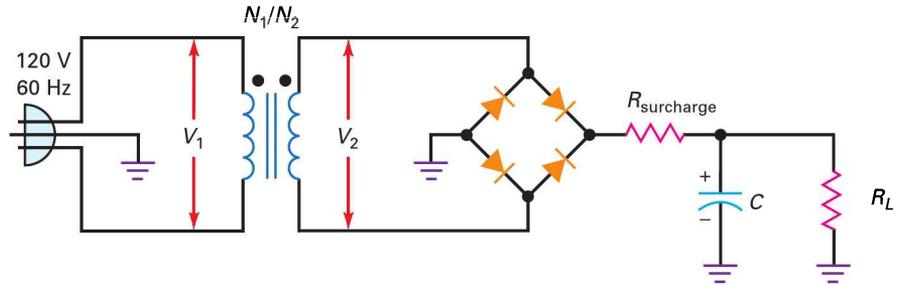


Figure 4.19
Résistance de surcharge
pour limiter le courant.

Question 4.10

Quelle est la tension inverse de crête dans la figure 4.19 si le rapport de transformation est 8/1 ? La diode 1N4001 a une tension de claquage égale à 50 V. Est-il prudent d'utiliser ce type de diode dans le circuit proposé ?

Réponse La tension efficace au secondaire est :

$$V_2 = \frac{120 \text{ V}}{8} = 15 \text{ V}$$

La tension crête au secondaire est :

$$V_p = \frac{15 \text{ V}}{0,707} = 21,2 \text{ V}$$

La tension inverse de crête est TIC = 21,2 V.

La diode 1N4001 est plus que suffisante car sa tension de claquage de 50 V est nettement supérieure à la tension inverse de crête.

4.10 Avez-vous compris ? Sur la figure 4.19, le rapport de transformation passe à 2/1. Quelle diode de la série 1N4000 faut-il à présent utiliser ?

4.8 Autres remarques sur les alimentations

Vous avez maintenant la notion du fonctionnement d'un circuit d'alimentation. Dans les paragraphes précédents, nous avons vu comment un signal alternatif est redressé et filtré pour donner une tension continue. Il y a quelques notions supplémentaires à acquérir.

Bon à Savoir

Quand un transformateur est non chargé, la tension secondaire a généralement une valeur 5 à 10 % supérieure à sa valeur nominale.

4.8.1 Transformateurs commerciaux

Utiliser le rapport de transformation n'est juste que sur le transformateur idéal. Le transformateur à tôles de fer, acheté chez le détaillant, n'est pas idéal : ses enroulements ont une résistance qui entraîne des pertes de puissance à ajouter aux pertes dans son armature. À cause de ces pertes parasites, le rapport de

transformation n'est qu'une approximation. En fait, les fiches techniques des transformateurs donnent rarement cette grandeur ; pratiquement, on dispose de la tension au secondaire dans une gamme de courant.

Par exemple, la figure 4.20a contient un F-25X, un transformateur dont les fiches techniques donnent les spécifications suivantes : pour une tension au primaire égale à 115 V, la tension au secondaire est 12,6 V quand le courant au secondaire est de 1,5 A. Pour des valeurs plus faibles de ce courant, la tension au secondaire peut dépasser 12,6 V à cause de la diminution des pertes dans les enroulements et les armatures.

Afin de connaître le courant au primaire, on peut estimer le rapport de transformation d'un transformateur réel par la relation :

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} \quad (4.14)$$

Par exemple, pour le F-25X, $V_1 = 115 \text{ V}$ et $V_2 = 12,6 \text{ V}$ donnent le rapport suivant, pour un courant dans la charge de 1,5 A :

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{115}{12,6} = 9,13$$

C'est une approximation car le rapport diminue quand le courant dans la charge décroît.

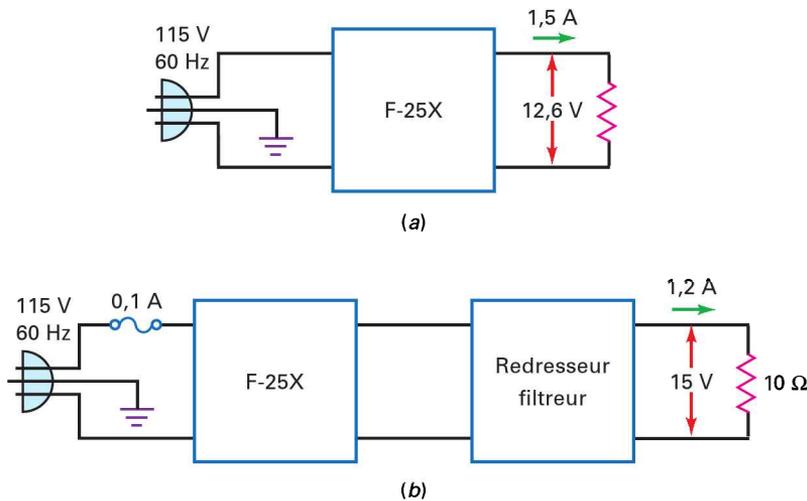


Figure 4.20
(a) Type de transformateur réel ;
(b) calcul du fusible.

4.8.2 Calcul du fusible

En dépannage, il est nécessaire de calculer le courant pour déterminer si un fusible est adapté ou non. La méthode la plus simple dans le cas d'un transformateur réel est de supposer que la puissance d'entrée est égale à la puissance de sortie : $P_{\text{in}} = P_{\text{out}}$. Par exemple, la figure 4.20b montre un transformateur et un fusible alimentant le circuit. Le fusible de 0,1 A est-il adapté ?

Voici comment estimer le courant primaire. La puissance de sortie est égale à la puissance sur la charge :

$$P_{\text{out}} = V I = (15 \text{ V})(1,2 \text{ A}) = 18 \text{ W}$$

En négligeant les pertes dans le transformateur et le redressement, la puissance d'entrée est égale à la puissance de sortie :

$$P_{\text{in}} = 18 \text{ W}$$

Or $P_n = V_1 I_1$, on peut donc déduire le courant dans le primaire :

$$I_1 = \frac{18 \text{ W}}{115 \text{ V}} = 0,156 \text{ A}$$

C'est seulement une valeur estimée, car nous avons négligé les pertes. Le courant primaire réel est supérieur d'environ 5 à 20 %. De toute façon, le fusible ne convient pas, il devrait être au minimum de 0,25 A.

4.8.3 Fusible retardé

Supposons qu'il y ait un filtre à condensateur en tête dans le circuit de la figure 4.20b. Si un fusible ordinaire de 0,25 A est utilisé, il sera détruit à la première mise sous tension par le courant de surcharge décrit précédemment. La plupart des alimentations sont dotées d'un fusible retardé qui peut temporairement supporter des surcharges de courant. Par exemple, un fusible retardé de 0,25 A peut supporter :

- 2 A pendant 0,1 s ;
- 1,5 A pendant 1 s ;
- 1 A pendant 2 s ; et ainsi de suite.

Avant la destruction d'un fusible retardé, le circuit a le temps de charger le condensateur, puis le courant de retrouver son niveau normal.

4.8.4 Calcul du courant de diode

Que le redressement simple alternance soit filtré ou non, le courant moyen à travers la diode doit être égal au courant DC dans la charge, c'est le seul chemin possible pour le courant.

$$\text{Signal simple alternance : } I_{\text{diode}} = I_{\text{DC}} \quad (4.15)$$

D'autre part, le courant moyen à travers une diode dans le redressement double alternance est égal à la moitié du courant DC dans la charge, car il y a deux diodes dans le circuit, chacune se partageant la moitié du courant.

$$\text{Signal double alternance : } I_{\text{diode}} = 0,5 I_{\text{DC}} \quad (4.16)$$

L'encart *À retenir* 4.2 résume les propriétés des trois redressements filtrés par condensateur.

4.8.5 Lecture d'une fiche technique

Prenons la fiche de la diode 1N4001 située à la figure 3.13 du chapitre 3. La tension inverse de crête répétitive, V_{RRM} sur la fiche, est la même que la tension inverse de crête envisagée précédemment. La diode 1N4001, d'après les indications fournies, peut supporter une tension égale à 50 V en inverse.

Le courant direct moyen redressé, repéré dans les fiches techniques par $I_{\text{F(av)}}$, $I_{\text{(max)}}$ ou I_0 , est le courant DC à travers la diode. Pour le redressement simple alternance, il est égal au courant dans la charge, alors que pour le redressement double alternance ou en pont, il est égal à la moitié du courant dans la charge. La fiche technique donne pour la diode 1N4001 un courant direct de 1 A ; donc le courant dans la charge peut être de 2 A avec un redressement en pont de diodes. Remarquons aussi la gamme des courants de surcharge I_{FSM} ; la diode 1N4001 peut supporter un courant de 30 A pendant la première période après le branchement.

À RETENIR 4.2 – Redresseurs avec filtrage par condensateur*

	Simple alternance	Double alternance	Pont
Nombre de diodes	1	2	4
Entrée du redresseur	$V_{p(2)}$	$0,5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Sortie DC (idéal)	$V_{p(2)}$	$0,5V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Sortie DC (2° appr.)	$V_{p(2)} - 0,7 \text{ V}$	$0,5V_{p(2)} - 0,7\text{V}$	$V_{p(2)} - 1,4 \text{ V}$
Fréquence ondulation	f_{in}	$2 f_{in}$	$2 f_{in}$
TIC	$2V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$	$V_{p(2)}$
Courant dans la diode	I_{DC}	$0,5I_{DC}$	$0,5I_{DC}$

* $V_{p(2)}$: tension crête au secondaire ; $V_{p(out)}$: tension crête de sortie ; I_{DC} : courant dans la charge.

4.8.6 Filtres RC

Avant les années 1970, on utilisait les **filtres passifs** (composants R, L, C) entre le redresseur et la charge. De nos jours, on en voit rarement dans les blocs d'alimentation, mais il reste des applications spéciales telles que les amplis audio de puissance où on peut encore les rencontrer.

La figure 4.21a montre un redressement en pont filtré par un condensateur. Habituellement, le concepteur se contente d'une ondulation résiduelle de l'ordre de 10 %. L'encombrement du filtre est la principale cause pour ne pas essayer de faire mieux. Un filtrage supplémentaire est alors réalisé par des étages RC insérés entre le filtre et la charge.

Les étages RC sont des exemples de filtres passifs constitués uniquement par des composants R, L et C. Volontairement, R est choisie bien supérieure à X_C à la fréquence d'ondulation. Alors, la fluctuation est réduite avant d'atteindre la charge. Habituellement, R est 10 fois plus grande que X_C ; cela veut dire que chaque étage atténue l'ondulation d'au moins un facteur 10. L'inconvénient du filtre RC est la perte de tension DC sur chaque résistance. Par conséquent, le filtre RC est utile uniquement pour les charges très « légères » (petit courant de sortie ou grande résistance de charge).

4.8.7 Filtres LC

Quand le courant dans la charge est important, les filtres LC (figure 4.21b) sont plus adaptés que les filtres RC. De nouveau, l'idée est d'absorber l'ondulation par les éléments en série, la bobine dans ce cas. En faisant X_L beaucoup plus grand que X_C , l'ondulation est très fortement atténuée. La chute de tension continue dans la bobine est minime par rapport à celle des étages RC car la résistance d'enroulement est plus petite.

Bon à Savoir

Un filtre constitué d'une inductance placée entre deux condensateurs est appelé « filtre pi (Π) ».

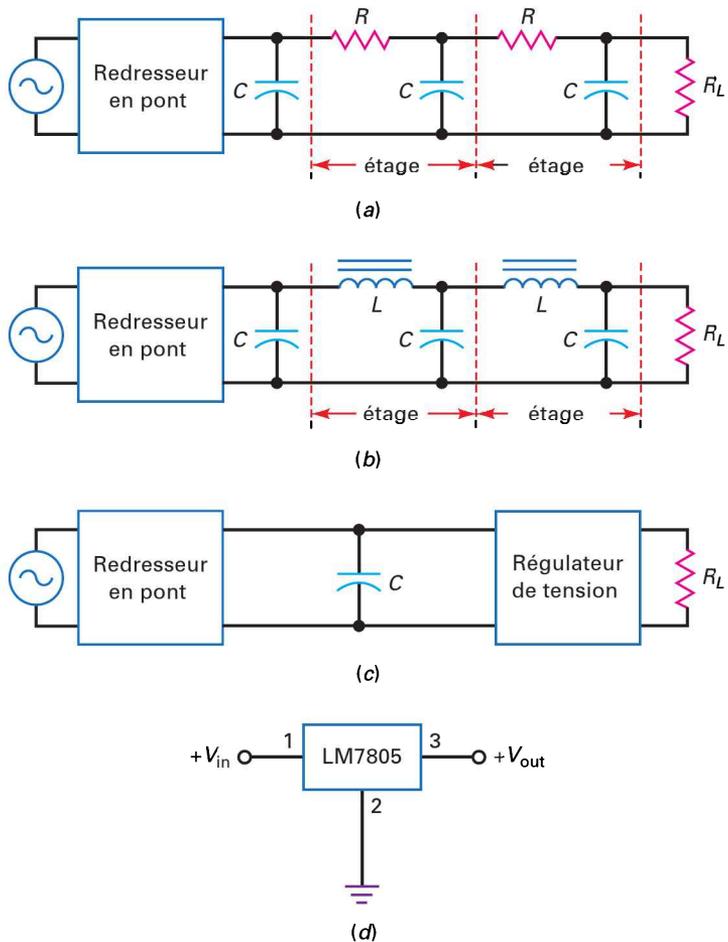


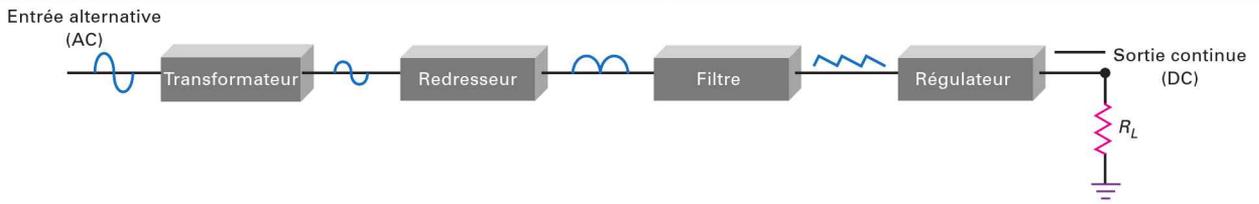
Figure 4.21
 (a) Filtrage RC ;
 (b) filtrage LC ;
 (c) filtrage avec régulateur
 de tension ;
 (d) régulateur de tension
 à trois terminaux.

Les filtres LC furent très en vogue à une époque. Maintenant, ils sont devenus obsolètes dans les alimentations à cause de la taille et du coût des bobines. Pour les alimentations basses tensions, le filtre LC a été remplacé par un **circuit intégré** (CI). C'est un composant contenant des résistances, des diodes, des transistors et d'autres éléments dans un boîtier miniaturisé ; il réalise une fonction spécifique.

La figure 4.21c illustre cette notion. Un **régulateur de tension** est un type de circuit intégré inséré entre le filtrage par condensateur et la résistance de charge. Ce composant, non seulement réduit l'ondulation, mais aussi maintient la tension de sortie constante. Nous verrons les régulateurs de tension intégrés dans un prochain chapitre. La figure 4.21d montre un exemple de régulateur de tension à trois terminaux. Le CI LM7805 fournit une tension de sortie positive fixe de 5 V, à condition que la tension d'entrée du CI soit supérieure de 2 à 3 V à la tension de sortie nécessaire. D'autres régulateurs de la série 78XX peuvent réguler une gamme de tensions de sortie comme 9 V, 12 V et 15 V. La série 79XX fournit des valeurs négatives de tension de sortie régulée. À cause de leur faible coût, ces régulateurs de tension intégrés sont maintenant la méthode standard utilisée pour réduire l'ondulation.

L'encart *À retenir* 4.3 montre le schéma type d'une alimentation sous une forme de blocs fonctionnels.

À RETENIR 4.3 – Les composants d'une alimentation



Rôle	Fournit la tension alternative appropriée et une isolation par rapport à la masse	Change la tension alternative en une tension continue redressée	Lisse la tension continue redressée	Délivre une tension continue quasi constante sur la résistance de charge
Types	Abaisseur ou élévateur de tension, isolateur (1/1)	Simple ou double alternance, en pont	LC, RC	À composants discrets, à circuit intégré

4.9 Dépannage

La plupart des parties d'un équipement électronique ont une alimentation, généralement un redresseur alimentant un filtre à condensateur en tête suivi d'un régulateur de tension (envisagé plus tard). Cette alimentation produit la tension continue nécessaire aux transistors et aux autres composants. Si une partie d'un appareillage électronique ne fonctionne pas correctement, commencez le dépannage par l'alimentation. Le plus souvent, *la défaillance est provoquée par des problèmes d'alimentation*.

4.9.1 Procédure

Supposons que vous dépanniez le circuit représenté par la figure 4.22. On mesure d'abord la tension continue sur la charge. Elle doit être approximativement la même que la tension crête au secondaire ; si ce n'est pas le cas, il y a deux procédures possibles.

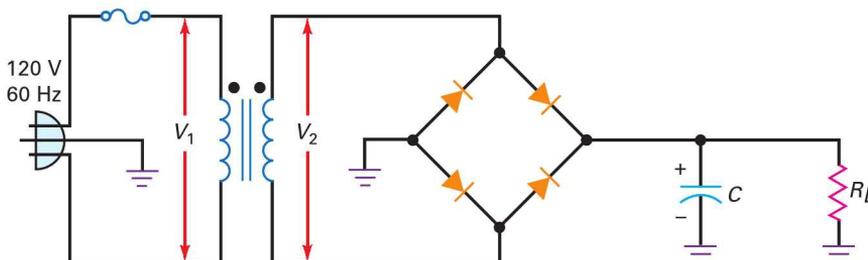


Figure 4.22
Dépannage

Première procédure. En l'absence de tension sur la charge, on prend un multimètre sans masse pour mesurer la tension sur le secondaire (gamme AC). La mesure donne la tension efficace apparaissant sur l'enroulement secondaire. On la convertit en valeur crête en l'augmentant d'environ 40 %. Si elle est correcte, les diodes sont défectueuses. S'il n'y a pas de tension au secondaire, soit le fusible est fondu, soit le transformateur est défectueux.

Seconde procédure. S'il y a une tension continue mais plus faible que prévu, vérifiez la tension sur la charge avec un oscilloscope et mesurez l'ondulation. Une fluctuation d'environ 10 % de la tension est raisonnable, mais elle peut être quelquefois supérieure ou inférieure, cela dépend de la conception. De plus, sa fréquence doit être égale à 120 Hz pour un redresseur en pont. Si elle vaut 60 Hz, une des diodes est probablement coupée.

4.9.2 Défauts courants

Voici les défauts les plus courants qui surviennent dans un redresseur en pont de diodes avec un filtrage par condensateur :

- 1) Le fusible est ouvert : il n'y a aucune tension dans tout le circuit.
- 2) Le filtrage est coupé : la tension continue sur la charge est faible car la tension de sortie correspond à un signal double alternance non filtré.
- 3) L'une des diodes est coupée : la tension continue sur la charge est faible car il y a seulement une demi-sinusoïde redressée. Aussi, la fréquence de l'ondulation est égale à 60 Hz au lieu de 120 Hz. Si toutes les diodes sont coupées, il n'y a pas de sortie.
- 4) La charge est court-circuitée : le fusible est fondu, probablement une ou plusieurs diodes détruites et le transformateur endommagé.
- 5) Parfois le condensateur de filtrage fuit avec l'âge, cela diminue la tension continue sur la charge.
- 6) Occasionnellement, une partie de l'enroulement du transformateur est court-circuitée, ce qui entraîne une diminution de la tension de sortie. Dans ce cas, le transformateur est très chaud au toucher.
- 7) En plus de ces ennuis, il y a les ponts de soudure, les soudures froides, les mauvaises connexions, etc.

L'encart *À retenir* 4.4 récapitule les problèmes et leurs symptômes.

À RETENIR 4.4 – Problèmes classiques d'un redresseur en pont à filtrage par condensateur

	V_1	V_2	$V_{L(DC)}$	V_R	$V_{\text{ondul.}}$	État de sortie
Fusible coupé	zéro	zéro	zéro	zéro	zéro	pas de signal
Condensateur coupé	OK	OK	basse	haute	120 Hz	signal double alt.
Une diode coupée	OK	OK	basse	haute	60 Hz	signal simple alt.
Toutes les diodes coupées	OK	OK	zéro	zéro	zéro	pas de signal
Charge court-circuitée	zéro	zéro	zéro	zéro	zéro	pas de signal
Fuite du condensateur	OK	OK	basse	haute	120 Hz	basse
Enroulement court-circuité	OK	basse	basse	OK	120 Hz	basse

Question 4.11

Quand le circuit de la figure 4.23 fonctionne normalement, il présente une tension efficace au secondaire égale à 12,7 V, une tension sur la charge égale à 18 V

et une ondulation crête à crête égale à 318 mV. Si le condensateur de filtrage est coupé, que devient la tension continue sur la charge ?

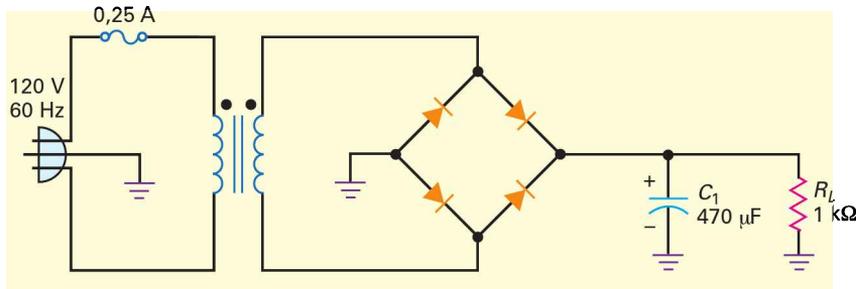


Figure 4.23

Réponse Quand le condensateur est coupé, le circuit redevient un redresseur sans filtrage. Un oscilloscope branché sur la charge montre un signal double alternance avec une tension crête égale à 18 V ; la valeur efficace est égale à 63,6 % de 18 V, soit 11,4 V.

Question 4.12

Supposez que la résistance de charge de la figure 4.23 soit court-circuitée. Décrivez les symptômes.

Réponse Un court-circuit à la place de la résistance entraîne une très forte augmentation du courant fourni. Cela fait fondre le fusible ; en plus, il est possible qu'une ou plusieurs diodes soient détruites avant le fusible. À cause de sa disparition, toutes les tensions mesurées sont nulles ; sa vérification avec un ohmmètre indique un circuit ouvert.

Le circuit débranché, il faut vérifier les diodes pour voir lesquelles sont détériorées. Si la mesure de la résistance de charge à l'ohmmètre donne zéro ou une valeur très faible, il y a d'autres défauts à localiser.

Cela peut être un pont de soudure sur la résistance de charge, un branchement incorrect, ou toute autre possibilité. Parfois, le fusible peut sauter sans un court-circuit permanent sur la charge. On conclut : *quand il y a un fusible détruit, il faut vérifier si les diodes sont intactes et si la résistance de charge n'est pas court-circuitée.*

Une grille de dépannage à la fin du chapitre présente neuf défauts différents comprenant diodes coupées, condensateurs défectueux, charges court-circuitées, fusibles grillés et masses débranchées.

4.10 Écrêteurs et limiteurs

Les diodes utilisées dans les alimentations basses fréquences sont des *diodes de redressement*. Elles sont optimisées pour un fonctionnement à 60 Hz et elles ont une gamme de puissance supérieure à 0,5 W avec un courant direct de l'ordre de l'ampère. À part la réalisation d'alimentations, les diodes redresseuses ont peu d'utilité car la plupart des circuits électroniques ont des fréquences de fonctionnement bien supérieures.

4.10.1 Diodes petit signal

Dans ce paragraphe, nous envisageons les *diodes petit signal* ; elles sont faites pour fonctionner aux hautes fréquences et peuvent supporter 0,5 W au maximum. Généralement, elles ont une gamme de courants directs en milliampères, elles sont petites, de réalisation fine, ce qui leur permet de fonctionner aux hautes fréquences.

4.10.2 L'écrêteur positif

Un **écrêteur** est un circuit qui enlève soit la partie positive, soit la partie négative d'un signal. Cette fonction est utile pour la mise en forme des signaux, la protection des circuits, et les communications. La figure 4.24a représente un *écrêteur positif*. Il enlève toute la partie positive du signal d'entrée et le signal de sortie ne comporte plus que des demi-périodes négatives.

Voici comment cela fonctionne. Pendant l'alternance positive, la diode conduit et se comporte comme un court-circuit sur la sortie, la tension est nulle. Pendant l'alternance négative, la diode est bloquée et une demi-période négative apparaît à la sortie. On choisit délibérément la résistance R_S beaucoup plus faible que la résistance de charge. Dans ces conditions, la tension crête du signal de sortie est $-V_p$, comme le montre la figure 4.24a.

En deuxième approximation, la tension sur la diode est 0,7 V quand elle conduit, et le niveau d'écrtage n'est pas 0 mais 0,7 V. Par exemple, si le signal d'entrée a une tension crête égale à 20 V, le signal écrété ressemble à celui de la figure 4.24b.

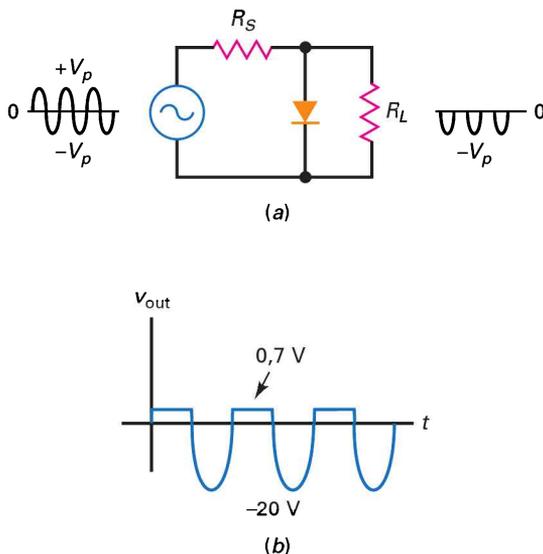


Figure 4.24
(a) Écrêteur positif ;
(b) signal de sortie.

4.10.3 Conditions limites

Les diodes petit signal ont une jonction plus petite que les diodes de redressement afin de pouvoir fonctionner aux hautes fréquences ; en contrepartie, elles ont une résistance série plus grande. La fiche technique d'une diode petit signal telle que la 1N914 indique une tension directe égale à 1 V pour un courant direct de 10 mA. Sa résistance série vaut :

$$R_{\text{série}} = \frac{1 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 30 \Omega$$

Pourquoi la valeur de la résistance série est-elle importante ? Parce que l'écrêteur ne fonctionne pas correctement sans la présence de la résistance R_S beaucoup plus grande que $R_{\text{série}}$. Les conditions normales de fonctionnement sont les suivantes.

$$\text{Écrêteur constant : } 100R_{\text{série}} < R_S < 0,01R_L \quad (4.17)$$

Pour un *écrêteur constant*, la résistance de limitation R_S doit être 100 fois la résistance série de la diode et le centième de la résistance de charge. Si la diode possède une résistance série égale à 30Ω , R_S doit être d'au moins $3 \text{ k}\Omega$ et la charge d'au moins $300 \text{ k}\Omega$.

4.10.4 L'écrêteur négatif

Si on inverse le sens de la diode comme sur la figure 4.25a, on obtient un *écrêteur négatif*. Comme prévu, il enlève toute la partie négative d'un signal pour ne garder que les alternances positives.

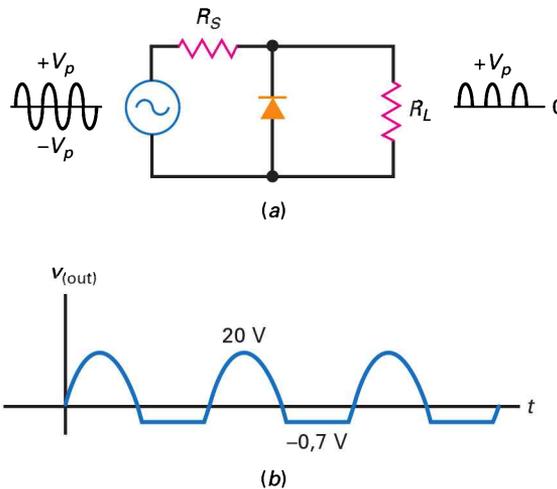


Figure 4.25
(a) Écrêteur négatif ;
(b) signal de sortie.

L'écrêtage n'est pas parfait ; à cause de la *tension de décalage* de la diode (une autre façon de nommer la *barrière de potentiel*), le niveau d'écrêtage est à $-0,7 \text{ V}$. Avec un signal d'entrée de 20 V crête, le signal de sortie est représenté par la figure 4.25b.

4.10.5 Le limiteur ou diode clamp

L'écrêteur est utile pour la mise en forme des signaux, mais le même circuit a une autre application totalement différente. Examinons la figure 4.26a ; l'entrée est un signal avec une tension crête de seulement 15 mV , la tension de sortie est la même car aucune diode n'est en conduction pendant toute la période.

Pourquoi le circuit est-il utile si les diodes sont bloquées ? Chaque fois que vous avez un circuit fragile, un de ceux qui ne peuvent supporter trop de signal d'entrée, vous utilisez un *limiteur* positif-négatif pour le protéger (figure 4.26b). D'une part, si le signal d'entrée dépasse $0,7 \text{ V}$, la sortie est limitée à $0,7 \text{ V}$; d'autre part, si le signal d'entrée est inférieur à $-0,7 \text{ V}$, la sortie se trouve à $-0,7 \text{ V}$. Dans un tel circuit, en fonctionnement normal, la sortie est toujours inférieure à $0,7 \text{ V}$ quelle que soit la polarité.

Bon à Savoir

Les diodes clamp négatives sont souvent utilisées sur les entrées des portes numériques de la famille Transistor-Transistor-Logic (TTL).

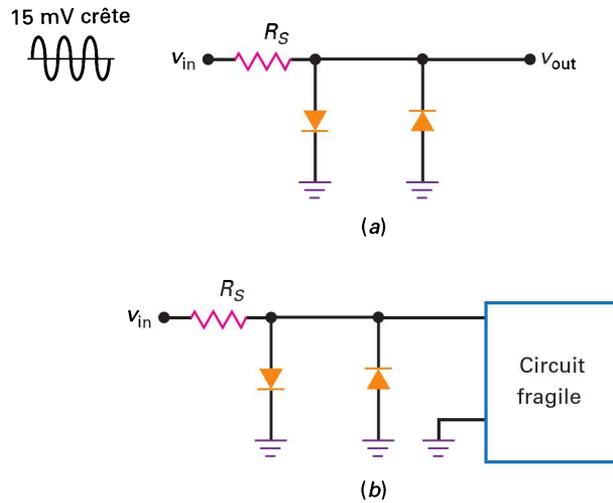


Figure 4.26
 (a) Diode clamp ;
 (b) protection d'un circuit fragile.

Un exemple de composant sensible est l'*amplificateur opérationnel (ampli op)*, un circuit intégré qui sera étudié dans un prochain chapitre. Sa tension d'entrée normale doit être inférieure à 15 mV, des tensions supérieures à cette valeur sont peu courantes, et des tensions supérieures à 0,7 V sont anormales. Un limiteur à l'entrée d'un ampli op le protège contre les tensions d'entrée excessives appliquées accidentellement.

Un exemple plus familier d'appareil fragile est un appareil de mesure à cadre mobile. En insérant un limiteur à l'entrée, on se protège contre un courant ou une tension excessifs mis à l'entrée.

Le limiteur de la figure 4.26a est aussi appelé *diode clamp* ; ce nom suggère une limitation de la tension à une valeur spécifique. Dans ce type de limiteur, les diodes sont normalement non conductrices ; elles ne conduisent que si quelque chose est anormal (un signal trop fort par exemple).

4.10.6 Écrêteurs polarisés

Le niveau de référence (ou niveau d'écrêtage) d'un écrêteur positif est 0 dans le cas idéal ou 0,7 V en deuxième approximation. Que peut-on faire pour changer cette valeur de référence ?

En électronique, *polariser* signifie appliquer une tension extérieure pour changer le niveau de référence d'un circuit. La figure 4.27a est un exemple de

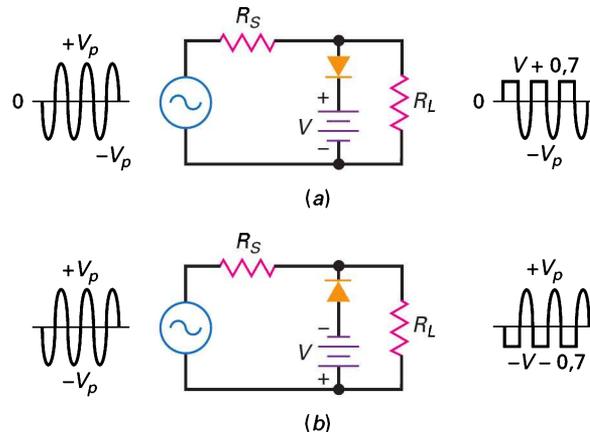


Figure 4.27
 (a) Écrêteur positif à polarisation ;
 (b) écrêteur négatif à polarisation.

L'utilisation d'une polarisation pour changer le niveau d'un écrêteur positif. En ajoutant une source de tension continue en série avec la diode, on change le niveau d'écrêtage. Il doit être inférieur à la tension crête V_p en fonctionnement normal. En première approximation, la conduction se fait dès que la tension d'entrée est supérieure à V_s , ou à $V_s + 0,7$ V en deuxième approximation.

4.10.7 Association d'écrêteurs polarisés

Deux écrêteurs polarisés peuvent être associés selon le schéma de la figure 4.28. La diode D_1 élimine les valeurs positives au-dessus du seuil, la diode D_2 élimine les valeurs négatives en dessous du seuil. Quand le signal d'entrée est beaucoup plus grand que le seuil, le signal de sortie est un *signal carré* (figure 4.28). C'est un exemple de mise en forme par les écrêteurs.

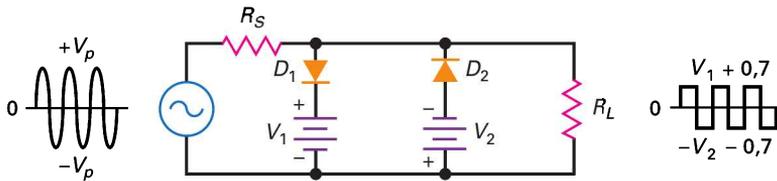


Figure 4.28
Écrêteur double polarisé.

4.10.8 Extensions

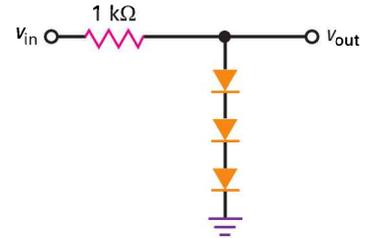
L'utilisation de sources de tension pour établir un niveau d'écrêtage est impossible. Une méthode peut consister à mettre en série plusieurs diodes au silicium, chacune produisant une polarisation de 0,7 V. Par exemple, la figure 4.29a montre trois diodes dans un écrêteur positif. Chacune d'elles provoque un décalage de la tension (*offset*) d'environ 0,7 V, les trois donnent approximativement + 2,1 V. Cette application ne doit pas être un circuit de mise en forme, mais un limiteur pour protéger un montage qui ne peut supporter plus de 2,1 V en entrée.

La figure 4.29b indique une autre méthode pour polariser un limiteur. On utilise un diviseur de tension (R_1 et R_2) pour positionner le niveau de polarisation. Il est donné par :

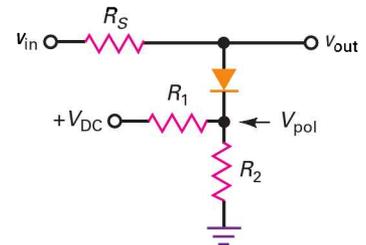
$$V_{\text{pol}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{DC}} \quad (4.18)$$

Dans ce cas, la tension de sortie est limitée, ou écrêtée, à $V_{\text{pol}} + 0,7$ V.

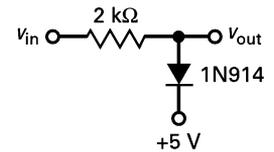
La figure 4.29c montre un limiteur à diode polarisée. Il est destiné à protéger les circuits fragiles contre les tensions d'entrée excessives. Le niveau de polarisation présenté est à + 5 V, il peut être réglé à n'importe quelle valeur. Avec un circuit tel que celui-ci, une tension destructive de + 100 V n'atteindra jamais la charge parce que la diode limite la tension de sortie à une valeur maximale de + 5,7 V. Parfois, une modification (figure 4.29d) élimine le décalage provoqué par la diode D_1 . La méthode consiste à polariser faiblement la diode D_2 pour obtenir une chute de 0,7 V à ses bornes. Cette tension est appliquée aux 1 k Ω en série avec D_1 et 100 k Ω . Cela porte D_1 au seuil de la conduction : dès qu'un signal est appliqué, elle conduit.



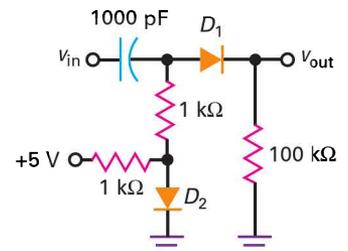
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 4.29
(a) Limiteur à trois diodes ;
(b) limiteur à diviseur de tension ;
(c) diode clamp de protection à 5,7 V ;
(d) D_2 polarise D_1 au seuil de conduction.

4.11 Circuits de régénération de niveau DC

La diode clamp précédente protège les circuits fragiles, le **circuit de régénération DC** (*clammer*) ajoute une tension DC au signal.

4.11.1 Le circuit de régénération de tension positive

La figure 4.30a illustre le principe d'un circuit de régénération de tension positive. À la sinusoïde d'entrée, il ajoute une tension positive. Vu sous un autre angle, il décale le niveau continu (normalement zéro) du signal d'entrée d'une valeur positive. Le résultat est une tension AC centrée sur un niveau DC ; tous les points de la sinusoïde sont décalés vers le haut, comme on le constate sur le signal de sortie.

La figure 4.30b représente une autre façon de visualiser l'effet du régénérateur de niveau : une source AC en série avec une pile. La tension de Thévenin est la superposition de la source AC de tension crête V_p avec la source DC de valeur V_p . Par conséquent, la totalité de la sinusoïde est décalée ; sa tension crête positive devient $2V_p$ et la négative devient 0.

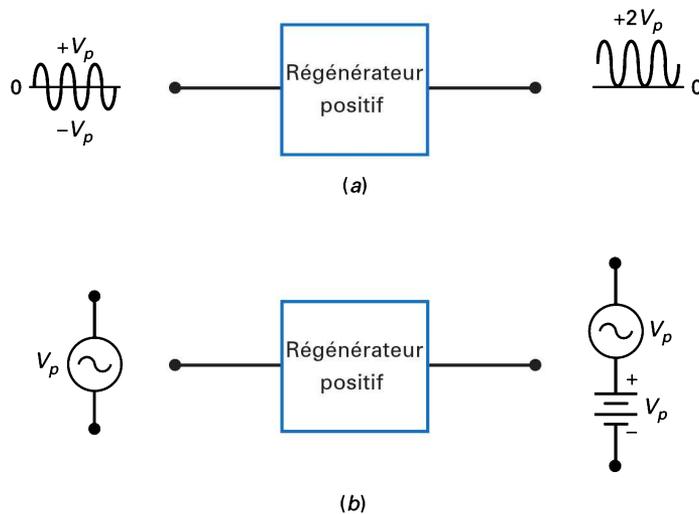


Figure 4.30
(a) Le circuit régénérateur de niveau DC positif décale le signal vers le haut ;
(b) le circuit régénérateur positif ajoute une composante continue au signal.

La figure 4.31a détaille la composition de ce circuit. Voici comment il fonctionne. Le condensateur est non chargé au départ ; pendant la première alternance négative, la diode conduit (figure 4.31b). Quand le maximum est atteint, le condensateur est complètement chargé et la tension à ses bornes est représentée sur la figure.

Légalement au-delà de ce pic, la diode se bloque (figure 4.31c). La constante de temps $R_L C$ est choisie beaucoup plus grande que la période du signal, au moins 100 fois plus grande.

$$\text{Régénérateur constant} : R_L C > 100T \quad (4.19)$$

Par conséquent, le condensateur reste presque complètement chargé lorsque la diode est bloquée ; il se comporte comme une source de tension V_p . Le signal de sortie se trouve translaté de $+V_p$, et le circuit est un *régénérateur de niveau positif constant* si la relation (4.19) est vérifiée.

Le principe est le même que celui du redresseur simple alternance avec un condensateur de filtrage. La première demi-alternance charge le condensateur

complètement et celui-ci garde la charge pendant les autres cycles. La petite partie perdue est remplacée lors de la conduction de la diode.

D'après la figure 4.31c, le condensateur chargé est équivalent à une source de tension V_p , c'est la tension ajoutée au signal. Après un quart de période, la tension de sortie est une sinusoïde de niveau de base 0.

La figure 4.31d donne la représentation classique du circuit. Puisque la diode a une chute de 0,7 V, la tension sur le condensateur n'atteint pas exactement V_p ; la régénération de niveau positif n'est pas parfaite, la crête négative se trouve à $-0,7$ V.

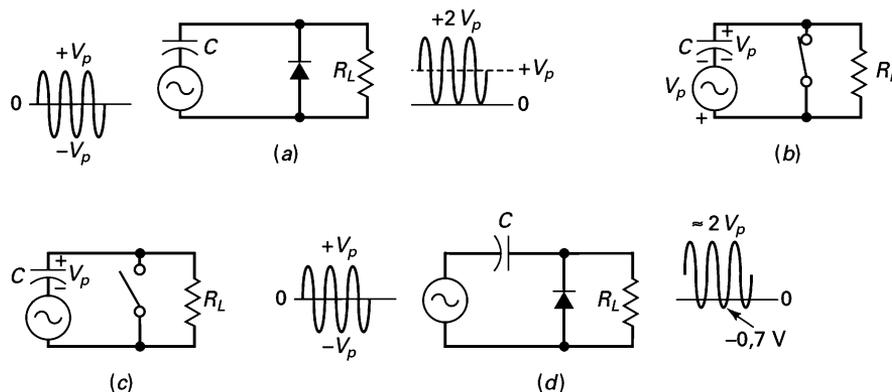


Figure 4.31
(a) Régénérateur positif idéal ;
(b) à la crête positive ;
(c) au-delà de la crête positive ;
(d) régénérateur positif imparfait.

4.11.2 Le circuit de régénération de tension négative

Que se passe-t-il si la diode de la figure 4.31d est retournée ? On obtient le circuit régénérateur de niveau négatif de la figure 4.32. La tension sur le condensateur est inversée, et le circuit est loin d'être parfait car la crête positive est de 0,7 V au lieu de 0.

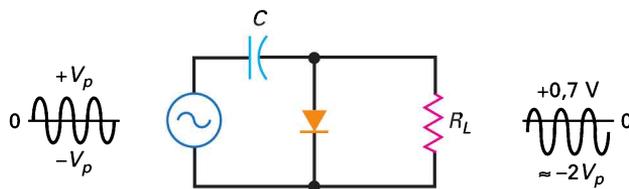


Figure 4.32
Circuit de régénération négatif.

Pour aider à retenir le sens du circuit, la diode pointe dans la même direction que le décalage de la sinusoïde. Sur la figure 4.32, la diode pointe vers le bas ; c'est un circuit régénérateur de niveau négatif. Sur la figure 4.31a, la diode pointe vers le haut ; la sinusoïde est translatée vers le haut, c'est un circuit régénérateur de niveau positif.

Ces deux types de circuits sont largement utilisés. Par exemple, les récepteurs de télévision en possèdent pour changer la référence des signaux vidéo. On les trouve aussi dans les radars et les circuits de télécommunications.

Pour terminer, la limitation et la régénération de niveau parfaites ne sont plus des problèmes. Après avoir étudié les amplis op, nous retrouverons les limiteurs et les régénérateurs de niveau, et nous verrons comme il est facile d'éliminer les problèmes de tension de seuil. Nous aurons des circuits presque parfaits.

4.11.3 Le détecteur crête à crête

Un redresseur simple alternance avec un condensateur de filtrage donne une tension continue approximativement égale à la tension crête du signal d'entrée. Le même circuit avec une diode petit signal est un détecteur de crête. Il fonctionne à des fréquences bien supérieures à 60 Hz. Le signal de sortie d'un détecteur de crête est très utile en mesure, en traitement du signal et en télécommunications.

La mise en cascade d'un régénérateur de niveau et d'un détecteur de crête donne un *détecteur crête à crête* (figure 4.33). Le signal de sortie du régénérateur sert de signal d'entrée au détecteur de crête. Comme la sinusoïde est décalée positivement, la tension crête du signal d'entrée du détecteur vaut $2V_p$, c'est la valeur de la tension continue fournie par le détecteur.

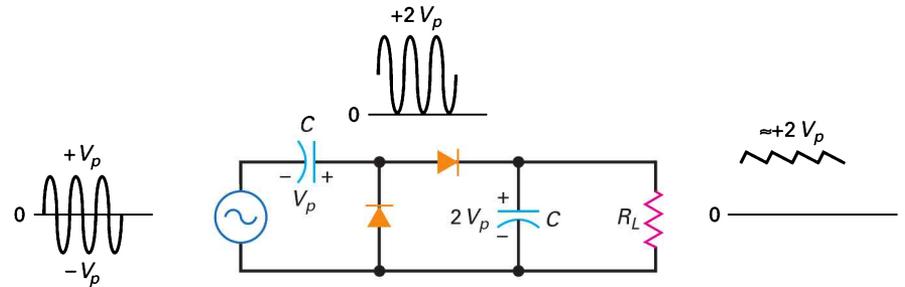


Figure 4.33
Détecteur crête à crête.

Comme d'habitude, la constante de temps RC doit être beaucoup plus grande que la période du signal. Pour satisfaire cette condition, le régénérateur de niveau et le détecteur de crête doivent être de bonne qualité, et en plus, l'ondulation résiduelle doit être très petite.

Une application peut être la mesure des signaux non sinusoïdaux. Un voltmètre alternatif ordinaire est gradué pour donner les valeurs efficaces. Pour des signaux non sinusoïdaux, il donne des valeurs incorrectes. Si on applique la sortie d'un détecteur crête à crête à un voltmètre continu, il donne l'amplitude crête à crête. Si le signal non sinusoïdal varie entre -20 V et $+50$ V, la mesure est 70 V.

4.12 Multiplicateurs de tension

Un détecteur de crête utilise des diodes petit signal et fonctionne aux hautes fréquences. Avec des diodes de redressement et à 60 Hz, on réalise une autre sorte d'alimentation appelée *doubleur de tension*.

4.12.1 Le doubleur de tension

La figure 4.34a représente un *doubleur de tension* ; c'est la même configuration qu'un détecteur crête à crête, sauf que la diode est une diode de redressement et qu'elle fonctionne à 60 Hz. L'étage régénérateur ajoute une tension continue à la tension de l'enroulement secondaire. Le détecteur de crête donne une tension continue dont la valeur est deux fois la valeur crête de la tension au secondaire du transformateur.

Pourquoi se donner la peine d'utiliser un doubleur de tension alors que l'on peut changer le rapport de transformation pour obtenir plus de tension ? La réponse est qu'on n'a pas besoin de doubleur pour les faibles tensions, mais le problème se pose pour les très hautes tensions continues.

Par exemple, la tension secteur est de $120V_{\text{eff}}$ ou $170V_p$. Pour obtenir 3 400 V, il faut un transformateur 1/20, ce qui pose des problèmes. Les très hautes tensions demandent des transformateurs très encombrants. À ce stade, le concepteur doit prendre la décision d'utiliser un doubleur avec un transformateur plus petit.

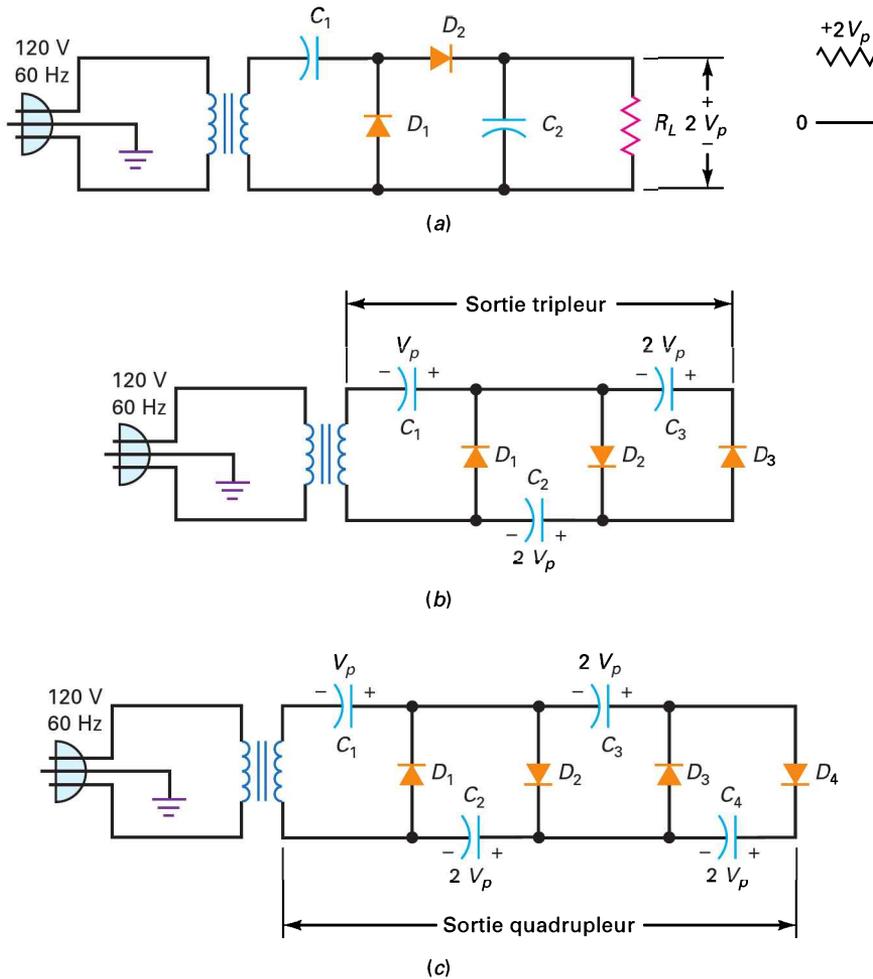


Figure 4.34
Multiplicateurs de tension à charge flottante.
(a) Doubleur ;
(b) tripleur ;
(c) quadrupleur.

4.12.2 Le tripleur de tension

En ajoutant un autre étage, on obtient un *tripleur de tension* (figure 4.34b). Les deux premiers étages forment un doubleur. À la crête de l'alternance négative, la diode D_3 charge le condensateur C_3 à $2V_p$ avec les polarités indiquées sur la figure 4.35a. On peut brancher la résistance de charge entre les condensateurs C_1 et C_3 où se trouve la sortie triple. Tant que la constante de temps est longue, la tension de sortie est approximativement égale à $3V_p$.

4.12.3 Le quadrupleur de tension

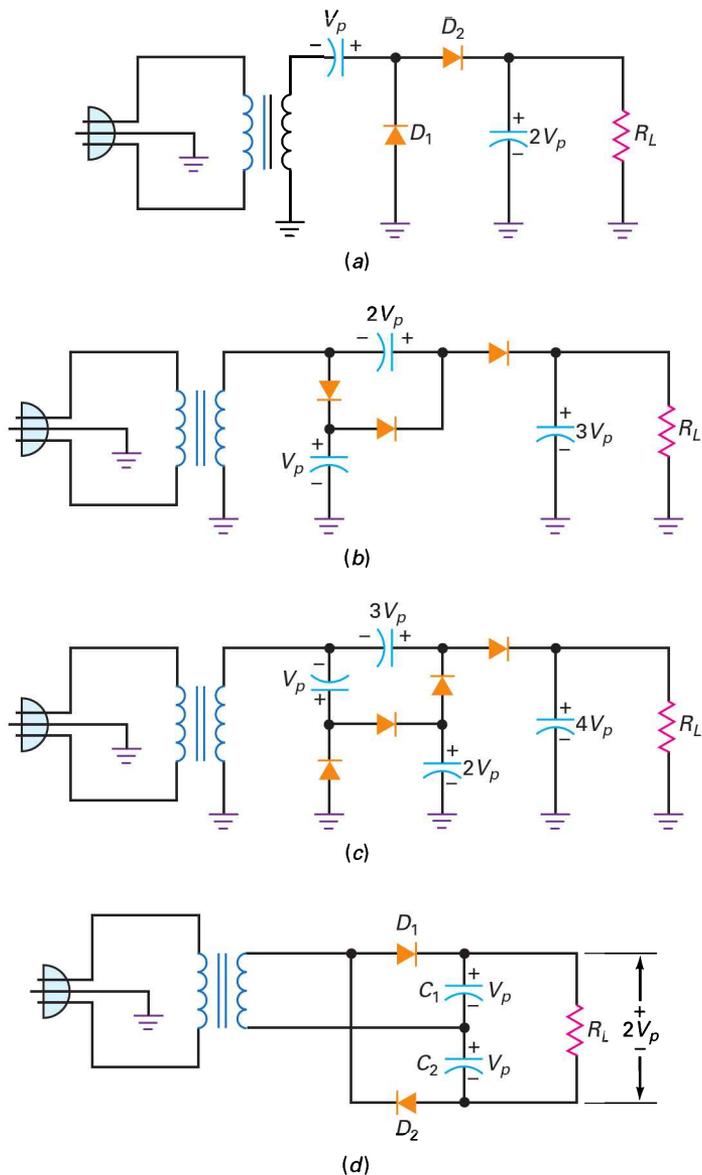
La figure 4.34c représente un *quadrupleur de tension* avec quatre étages en cascade l'un derrière l'autre. Les trois premiers forment un tripleur et le quatrième donne le circuit quadrupleur. Le premier condensateur se charge à V_p , tous les autres à $2V_p$. La sortie est prise entre C_2 et C_4 où la tension est $4V_p$.

Théoriquement, on peut ajouter des étages indéfiniment ; cependant, l'ondulation devient de plus en plus importante à chaque étage. C'est une autre raison pour ne pas utiliser les **multiplicateurs** pour les alimentations basses tensions. Comme il a été mentionné plus haut, les multiplicateurs de tension sont presque toujours utilisés pour obtenir de fortes tensions, de l'ordre de la centaine ou du millier de volts. Ils sont la solution évidente pour les composants hautes tensions et courants faibles tels que les tubes cathodiques utilisés en télévision, dans les oscilloscopes et les moniteurs.

4.12.4 Extensions

Tous les multiplicateurs de tension de la figure 4.34 ont une résistance de charge *flottante*, c'est-à-dire non reliée à la masse. Les figures 4.35a, 4.35b et 4.35c représentent une variante des multiplicateurs précédents. La figure 4.35a ajoute

Figure 4.35
 Multiplicateur de tension avec charge à la masse sauf pour le doubleur à double alternance.
 (a) Doubleur ;
 (b) tripleur ;
 (c) quadrupleur ;
 (d) doubleur de tension à double alternance.



simplement une masse à la figure 4.34a. Par contre, les figures 4.35b et 4.35c sont des nouvelles conceptions du tripleur (figure 4.34b) et du quadrupleur (figure 4.34c). Dans certaines applications, on a des charges flottantes (dans les tubes à rayons cathodiques) ; dans d'autres, ce sont les charges avec masse qui sont employées.

4.12.5 Le doubleur double alternance

La figure 4.35d présente un doubleur de tension double alternance. Pendant la partie positive de la demi-période, le condensateur du haut se charge à la tension crête avec les polarités indiquées sur le schéma. Pendant le reste de la période, le condensateur du bas se charge à la tension crête avec les polarités indiquées. Pour une charge, la tension de sortie est approximativement $2V_p$.

Les multiplicateurs de tension précédents sont des simples alternances et la fréquence de l'ondulation est égale à 60 Hz. Par contre, le circuit de la figure 4.35d est un *doubleur de tension double alternance* parce que chaque condensateur de sortie est chargé par une alternance différente, et la fréquence de l'ondulation est maintenant égale à 120 Hz. C'est un avantage car le filtrage est plus facile. De plus, la gamme des tensions inverses de crête (TIC) des diodes doit être proche de V_p , c'est un autre avantage.

Réviser

Résumé

4.1 Le redresseur simple alternance

Le redresseur simple alternance comporte une diode en série avec une résistance. La tension de sortie est simple alternance. La tension de sortie moyenne (tension DC) est égale à 31,8 % de la tension crête.

4.2 Le transformateur

Le transformateur d'entrée est généralement un abaisseur (la tension est abaissée, le courant est augmenté). La tension au secondaire est égale à la tension au primaire divisée par le rapport de transformation.

4.3 Le redresseur double alternance

Le redresseur double alternance possède un transformateur à prise médiane avec deux diodes et la résistance de charge. La tension de sortie est un signal à deux alternances avec une tension crête égale à la moitié de la tension crête au secondaire du transformateur. La tension

continue (moyenne) est égale à 63,6 % de cette valeur, et la fréquence de l'ondulation est égale à 120 Hz au lieu de 60 Hz.

4.4 Le redresseur en pont

Le redresseur en pont a quatre diodes. La tension sur la charge est à double alternance avec une valeur crête égale à la tension au secondaire. La tension continue sur la charge est égale à 63,6 % de cette valeur, et la fréquence de l'ondulation est égale à 120 Hz.

4.5 Le filtre LC à inductance en tête

Le filtre LC est un diviseur de tension LC dans lequel la réactance de l'inductance est beaucoup plus grande que la réactance du condensateur. Ce type de filtre permet d'appliquer la valeur moyenne du signal redressé sur la charge résistive.

4.6 Le filtre à condensateur en tête

Ce type de filtre permet d'appliquer la valeur crête du signal redressé sur la résistance de charge. Avec un gros

condensateur, l'ondulation résiduelle est faible, généralement moins de 10 % de la tension continue. Ce filtre est le plus utilisé dans les alimentations.

4.7 Tension inverse de crête et courant de surcharge

La tension inverse de crête est la tension inverse maximale qui apparaît sur une diode de redresseur. Cette tension doit être inférieure à la tension de claquage. Le courant de surcharge est un courant très important et très bref qui apparaît quand la puissance est mise sur le redresseur. Il est très court et très important, car le condensateur se charge à la tension crête pendant la première ou les premières périodes.

4.8 Autres remarques sur les alimentations

Les transformateurs courants indiquent la tension secondaire dans une gamme de courants donnée. Pour calculer le courant primaire, on suppose que la puissance dans le primaire est égale à la puissance dans le secondaire. Pour se protéger des courants de surcharge, on utilise des fusibles retardés. Dans un redresseur simple alternance, le courant moyen dans la diode est égal au courant DC de sortie. Dans un redresseur double alternance ou dans un redresseur en pont, le courant moyen dans l'une des diodes est égal à la moitié du courant continu dans la charge. Les filtres RC et LC sont employés occasionnellement pour filtrer le signal de sortie.

4.9 Dépannage

Les mesures à effectuer dans un redressement et filtrage par condensateur sont la tension DC de sortie, la tension sur le primaire, sur le secondaire, et l'ondulation. À partir de ces dernières, on peut généralement cerner le problème. Une diode coupée donne une tension de sortie nulle. Un condensateur de filtrage coupé réduit la tension de sortie à la valeur moyenne du signal redressé.

4.10 Écrêteurs et limiteurs

Un écrêteur met en forme le signal, il élimine sa partie positive ou négative. Le limiteur protège les circuits fragiles contre des entrées trop fortes.

4.11 Circuits de régénération de niveau DC

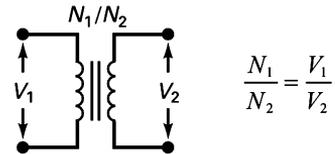
Le régénérateur de niveau décale positivement ou négativement un signal en lui ajoutant une tension continue. Un détecteur crête à crête donne une tension dans la charge égale à la valeur crête à crête du signal d'entrée.

4.12 Multiplicateurs de tension

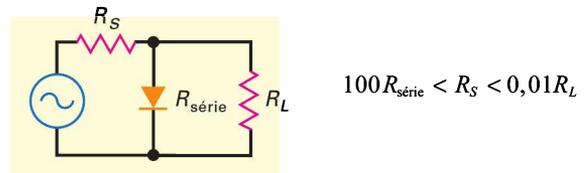
Le doubleur de tension est une variante du détecteur crête à crête. Il utilise des diodes de redressement à la place des diodes petit signal. Il fournit une sortie égale à deux fois la valeur crête du signal redressé. Les tripleurs et quadrupleurs multiplient par trois et quatre la valeur crête du signal d'entrée. Le principal usage des multiplicateurs de tension est l'alimentation très haute tension.

Définitions

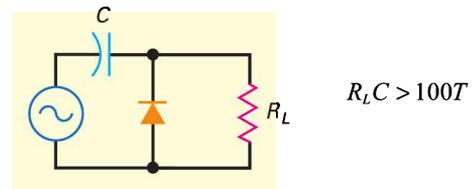
(4.14) Rapport de transformation :



(4.17) Limiteur constant :

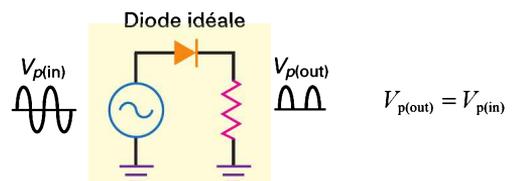


(4.19) Régénérateur de niveau constant :

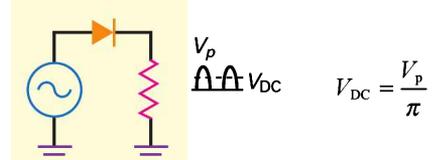


Relations

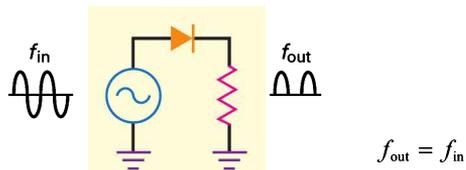
(4.1) Redresseur simple alternance idéal :



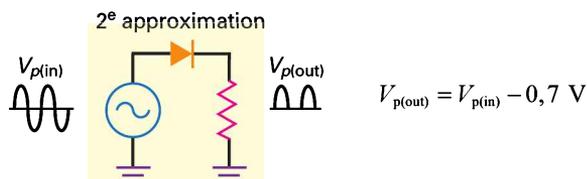
(4.2) Redresseur simple alternance :



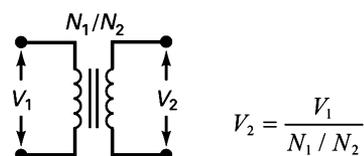
(4.3) Redresseur simple alternance :



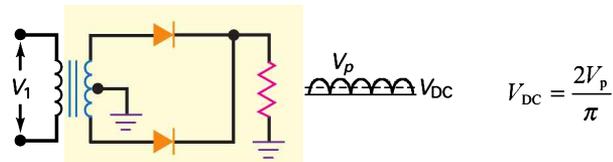
(4.4) Redresseur simple alternance :



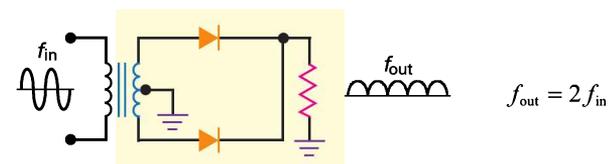
(4.5) Transformateur idéal :



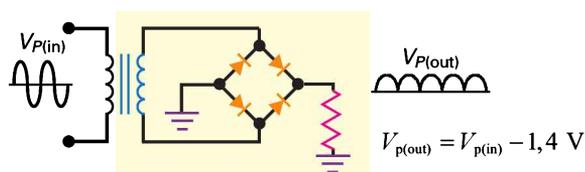
(4.6) Redresseur double alternance :



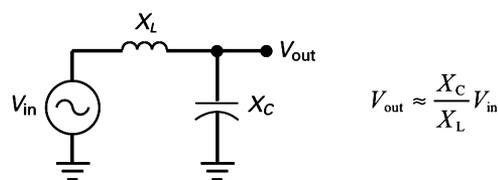
(4.7) Redresseur double alternance :



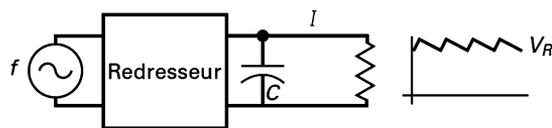
(4.8) Redresseur en pont de diodes :



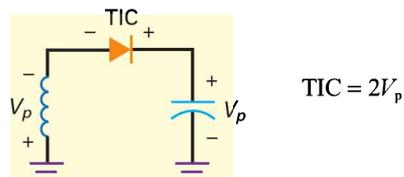
(4.9) Filtrage à inductance :



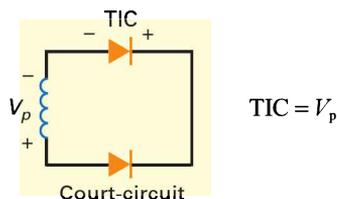
(4.10) Valeur crête à crête de l'ondulation :



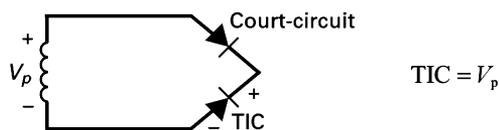
(4.11) Simple alternance :



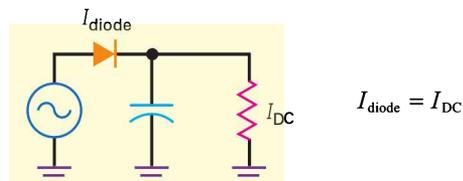
(4.12) Double alternance :



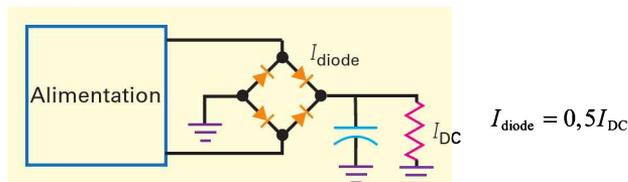
(4.13) Pont de diodes :



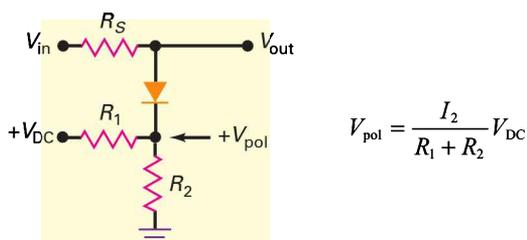
(4.15) Simple alternance :



(4.16) Double alternance :



(4.18) Régénérateur de niveau polarisé :



S'entraîner

Auto-évaluation

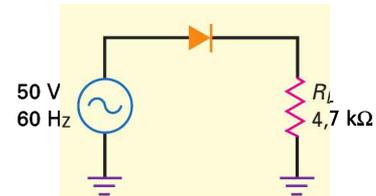
- Si $N_1 / N_2 = 4$ et la tension au primaire est 120 V, quelle est la tension au secondaire ?
 - a) 0 V
 - b) 30 V
 - c) 60 V
 - d) 480 V
- Dans un transformateur abaisseur, quelle est la tension la plus grande ?
 - a) La tension au primaire
 - b) La tension au secondaire
 - c) Ni l'une, ni l'autre
 - d) Pas de réponse possible
- Un transformateur a un rapport de transformation 2/1 ; quelle est la tension crête au secondaire si une tension efficace égale à 115 V est appliquée au primaire ?
 - a) 57,5 V
 - b) 81,3 V
 - c) 230 V
 - d) 325 V
- Avec une tension redressée simple alternance sur la charge, pendant quelle partie de la période le courant passe-t-il dans la charge ?
 - a) 0°
 - b) 90°
 - c) 180°
 - d) 360°
- Supposons que la tension secteur évolue entre $105V_{\text{eff}}$ et $125V_{\text{eff}}$; quelle est la tension crête maximale sur la charge d'un redresseur simple alternance avec un transformateur abaisseur de rapport 5/1 ?
 - a) 21 V
 - b) 25 V
 - c) 29,7 V
 - d) 35,4 V
- La tension d'un redresseur en pont de diodes est :
 - a) une simple alternance
 - b) une double alternance
 - c) un signal redressé par pont
 - d) une sinusoïde
- Si la tension secteur est $115V_{\text{eff}}$ et le rapport de transformation 5/1, la tension efficace au secondaire est proche de :
 - a) 15 V
 - b) 23 V
 - c) 30 V
 - d) 35 V
- Quelle est la tension crête d'un redresseur double alternance avec une tension secondaire égale à $20V_{\text{eff}}$?
 - a) 0 V
 - b) 0,7 V
 - c) 14,1 V
 - d) 28,3 V
- On désire une tension crête sur la charge égale à 40 V à partir d'un redresseur en pont. Quelle doit être approximativement la tension efficace au secondaire ?
 - a) 0 V
 - b) 14,4 V
 - c) 28,3 V
 - d) 56,6 V
- Avec un signal redressé double alternance sur la charge, pendant quelle partie de la période le courant passe-t-il ?
 - a) 0°
 - b) 90°
 - c) 180°
 - d) 360°
- Quelle est la tension crête fournie par un redressement en pont de $12,6V_{\text{eff}}$ de tension secondaire ? (Pour répondre, utilisez la deuxième approximation.)
 - a) 7,5 V
 - b) 16,4 V
 - c) 17,8 V
 - d) 19,2 V
- Si la fréquence du secteur est 60 Hz, la fréquence de sortie d'un redresseur simple alternance est :
 - a) 30 Hz
 - b) 60 Hz
 - c) 120 Hz
 - d) 240 Hz
- Si la fréquence du secteur est 60 Hz, la fréquence de sortie d'un redresseur en pont est :
 - a) 30 Hz
 - b) 60 Hz
 - c) 120 Hz
 - d) 240 Hz
- À filtre et tension au secondaire identiques, qui a le plus d'ondulation ?
 - a) Le redresseur simple alternance
 - b) Le redresseur double alternance
 - c) Le redresseur en pont
 - d) Impossible à dire
- À filtre et tension au secondaire identiques, qui a la plus petite tension de sortie ?
 - a) Le redresseur simple alternance
 - b) Le redresseur double alternance
 - c) Le redresseur en pont
 - d) Impossible à dire
- Si le courant filtré dans la charge est égal à 10 mA, qui a un courant de diode égal à 10 mA ?
 - a) Le redresseur simple alternance
 - b) Le redresseur double alternance
 - c) Le redresseur en pont
 - d) Impossible à dire
- Avec un courant dans la charge de 5 mA et une capacité de filtrage égale à $1000 \mu\text{F}$, quelle est la tension crête à crête de l'ondulation pour un redresseur en pont ?
 - a) 21,3 pV
 - b) 56,3 nV
 - c) 21,3 mV
 - d) 41,7 mV

18. Les diodes d'un pont de redressement ont une gamme de courant maximal de 2 A ; le courant DC dans la charge peut avoir une intensité maximale égale à :
- a) 1 A c) 4 A
 b) 2 A d) 8 A
19. Quelle est la TIC de chaque diode d'un redresseur en pont dont la tension au secondaire est égale à $20V_{\text{eff}}$?
- a) 14,1 V c) 28,3 V
 b) 20 V d) 34 V
20. Si la tension au secondaire d'un redressement en pont avec un filtrage capacitif augmente, la tension sur la charge va :
- a) décroître
 b) rester la même
 c) croître
 d) rien de tout cela
21. Si on augmente la capacité de filtrage, l'ondulation va :
- a) décroître
 b) rester la même
 c) croître
 d) rien de tout cela
22. Un circuit qui élimine la partie positive ou négative d'un signal sinusoïdal est appelé :
- a) régénérateur c) diode clamp
 b) écrêteur d) limiteur
23. Un circuit qui ajoute une composante continue positive ou négative à un signal d'entrée sinusoïdal est appelé :
- a) régénérateur c) diode clamp
 b) écrêteur d) limiteur
24. Pour qu'un circuit régénérateur fonctionne correctement la constante de temps $R_L C$ doit être :
- a) égale à la période T du signal
 b) supérieure à 10 fois la période T du signal
 c) supérieure à 100 fois la période T du signal
 d) inférieure à 10 fois la période T du signal
25. Les multiplicateurs de tension sont utilisés pour produire :
- a) une faible tension et un faible courant
 b) une faible tension et un courant élevé
 c) une tension élevée et un faible courant
 d) une tension élevée et un courant élevé

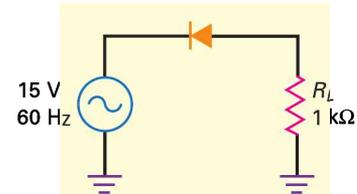
Exercices

4.1 Le redresseur simple alternance

- 4.1 **IIII Multisim** Quelle est la tension crête de sortie du montage de la figure 4.36a si la diode est idéale ? la valeur moyenne ? la valeur continue ? Tracez la forme du signal de sortie.



(a)



(b)

Figure 4.36

- 4.2 **IIII Multisim** Mêmes questions pour le schéma de la figure 4.36b.
- 4.3 **IIII Multisim** Quelle est la tension crête de sortie du circuit de la figure 4.36a en utilisant la deuxième approximation pour la diode ? la valeur moyenne ? la valeur continue ? Tracez la forme du signal de sortie.
- 4.4 **IIII Multisim** Mêmes questions pour le schéma de la figure 4.36b.

4.2 Le transformateur

- 4.5 Un transformateur a un rapport de transformation 6/1. Déterminez la tension efficace et la tension crête au secondaire quand la tension au primaire est égale à $120V_{\text{eff}}$.
- 4.6 Un transformateur a un rapport de transformation 1/12. Déterminez la tension efficace et la tension crête au secondaire quand la tension au primaire est égale à $120V_{\text{eff}}$.
- 4.7 Calculez les tensions crête et continue à la sortie du montage de la figure 4.37 en supposant la diode idéale.

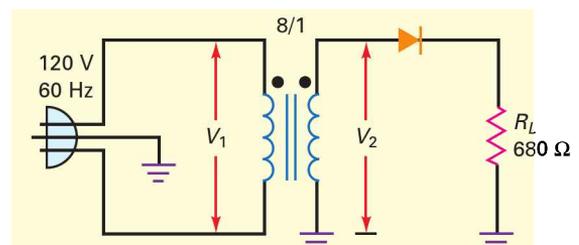


Figure 4.37

- 4.8 Calculez les tensions crête et continue à la sortie du montage de la figure 4.37 en utilisant pour la diode la deuxième approximation.

4.3 Le redresseur double alternance

4.9 Un transformateur à prise médiane (comme celui de la figure 4.38) dont la tension d'entrée est de 120 V a un rapport de transformation 4/1. Quelles sont les tensions efficace et crête aux bornes de l'enroulement supérieur du secondaire ? De l'enroulement inférieur ?

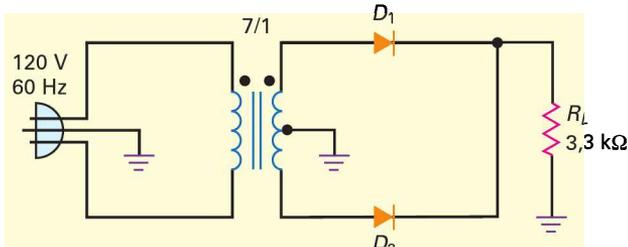


Figure 4.38

4.10 **||| Multisim** Quelle est la tension crête de la sortie du montage de la figure 4.38 quand les diodes sont idéales ? La valeur moyenne ? La valeur continue ? Tracez la forme du signal de sortie.

4.11 **||| Multisim** Reprenez l'exercice précédent en utilisant la deuxième approximation pour les diodes.

4.4 Le redresseur en pont

4.12 **||| Multisim** Quelles sont les valeurs crête, moyenne et continue de la tension de sortie du montage de la figure 4.39 dans le cas de diodes idéales ? Tracez la forme du signal de sortie.

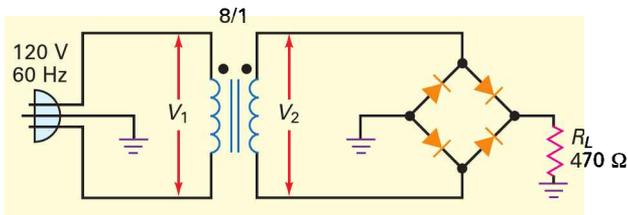


Figure 4.39

4.13 **||| Multisim** Reprenez l'exercice précédent en utilisant la deuxième approximation pour les diodes.

4.14 Si la tension secteur de la figure 4.39 varie de $105V_{\text{eff}}$ à $125V_{\text{eff}}$, quelles sont les valeurs maximale et minimale de la tension continue à la sortie ?

4.5 Le filtre LC à inductance en tête

4.15 Soit un signal simple alternance de crête 20 V à l'entrée d'un filtrage par bobine. Si $X_L = 1 \text{ k}\Omega$ et $X_C = 25 \Omega$, quelle est la valeur approchée de

l'amplitude crête à crête de l'ondulation aux bornes du condensateur ?

4.16 Soit un signal simple alternance de crête 14 V à l'entrée d'un filtrage par inductance. Si $X_L = 2 \text{ k}\Omega$ et $X_C = 50 \Omega$, quelle est la valeur approchée de l'amplitude crête à crête de l'ondulation aux bornes du condensateur ?

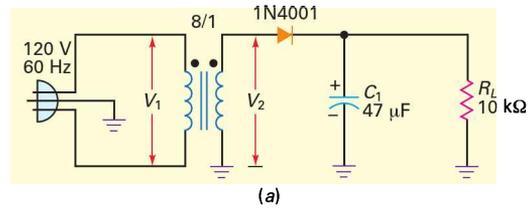
4.6 Le filtre à condensateur en tête

4.17 Quelles sont la tension continue et l'ondulation du montage de la figure 4.40a ? Dessinez la forme du signal.

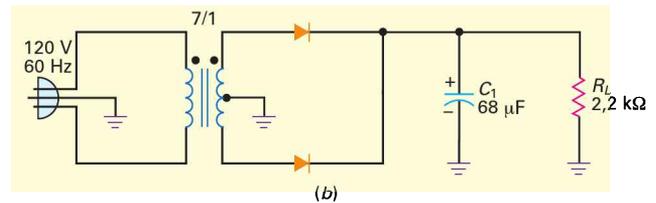
4.18 Quelles sont la tension continue et l'ondulation du montage de la figure 4.40b ?

4.19 Que devient l'ondulation dans la figure 4.40a si la capacité double ?

4.20 Que devient l'ondulation dans la figure 4.40b si la résistance passe à 500Ω ?



(a)



(b)

Figure 4.40

4.21 Quelles sont la tension continue et l'ondulation du montage de la figure 4.41 ? Dessinez la forme du signal.

4.22 Si la tension du secteur descend à 105 V dans la figure 4.41, quelle est la tension continue de sortie ?

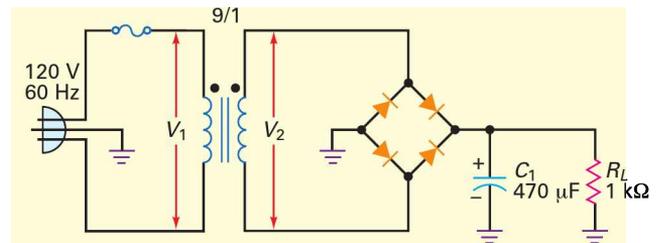


Figure 4.41

4.7 Tension inverse de crête et courant de surcharge

4.23 Quelle est la tension inverse de crête du montage de la figure 4.41 ?

4.24 Si le rapport de transformation passe à 3/1 dans la figure 4.41, que devient la tension inverse de crête ?

4.8 Autres remarques sur les alimentations

4.25 Un transformateur F-25X remplace le transformateur de la figure 4.41. Quelles sont approximativement la tension crête sur l'enroulement secondaire et la tension continue à la sortie ? Est-ce que le transformateur fonctionne dans sa gamme de courant ? La tension de sortie est-elle plus grande ou plus petite que la normale ?

4.26 Quel est le courant primaire de la figure 4.41 ?

4.27 Quel est le courant moyen à travers chaque diode de la figure 4.40a et 4.40b ?

4.28 Quel est le courant moyen à travers chaque diode de la figure 4.41 ?

4.9 Dépannage

4.29 Si le condensateur de filtrage dans la figure 4.41 est coupé, quelle est la tension DC de sortie ?

4.30 Si une seule diode est coupée (figure 4.41), quelle est la tension DC de sortie ?

4.31 Quelqu'un réalise le circuit de la figure 4.41 avec le condensateur électrolytique à l'envers. Quel type d'incident va-t-il vraisemblablement survenir ?

4.32 Si la résistance de charge de la figure 4.41 est coupée, quel changement apparaît sur la tension de sortie ?

4.10 Écrêteurs et limiteurs

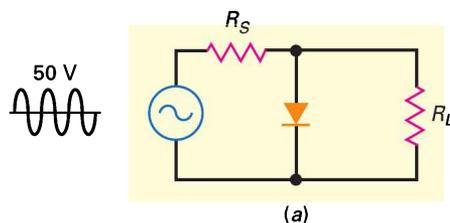
4.33 Pour la figure 4.42a, tracez la forme du signal de sortie. Quelles sont les tensions maximales positive et négative ?

4.34 Même exercice pour la figure 4.42b.

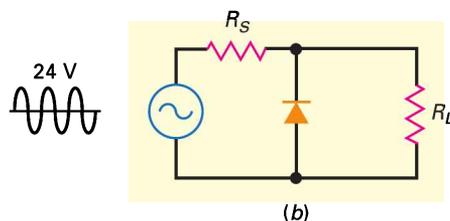
4.35 La diode clamp de la figure 4.42c protège le circuit sensible. Quels sont les niveaux limites ?

4.36 D'après la figure 4.42d, quelles sont les tensions de sortie maximales positive et négative ? Tracez la forme du signal de sortie.

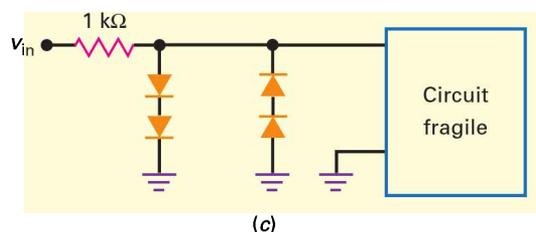
4.37 Si la sinusoïde de la figure 4.42d est de seulement 20 mV, le circuit agira comme une diode clamp au lieu d'un régénérateur de niveau polarisé. Dans ce cas, quelle est la gamme des tensions de sortie ?



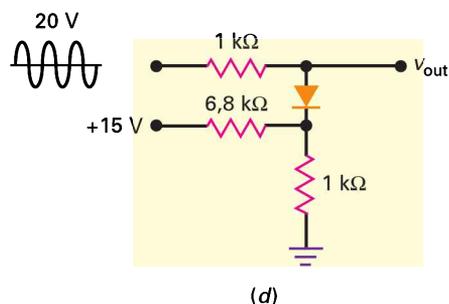
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 4.42

4.11 Circuits de régénération de niveau DC

4.38 Pour la figure 4.43a, tracez la forme du signal de sortie. Quelles sont les tensions de sortie maximales positive et négative ?

4.39 Refaites le même exercice pour la figure 4.43b.

4.40 Tracez le signal de sortie du montage 4.43c. Quelle est la tension de sortie DC avec des diodes idéales ? Avec la deuxième approximation ?

4.12 Multiplicateurs de tension

4.41 Calculez la tension de sortie DC pour le circuit de la figure 4.44a.

4.42 Que vaut la sortie du tripleur 4.44b ?

4.43 Que vaut la sortie du quadrupleur 4.44c ?

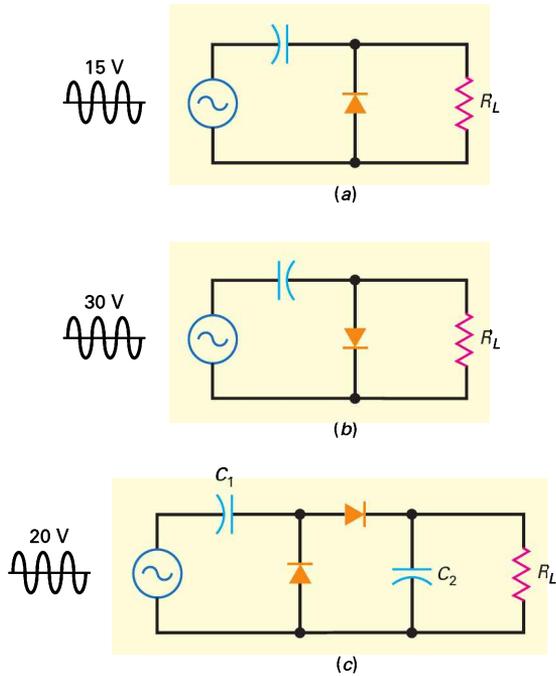


Figure 4.43

Approfondissement

4.44 Si l'une des diodes de la figure 4.41 est en court-circuit, que se passe-t-il ?

4.45 L'alimentation de la figure 4.45 a deux sorties de tensions. Quelles sont leurs valeurs approximatives ?

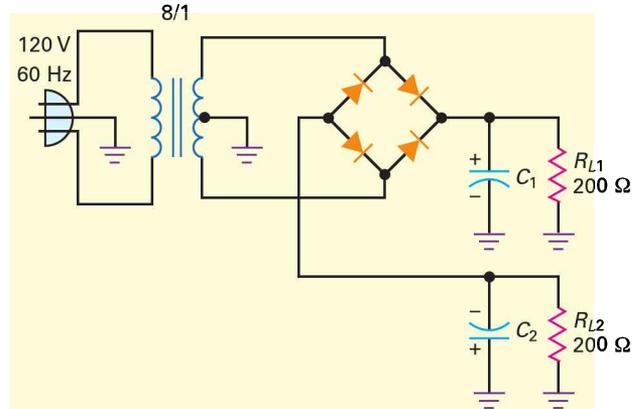


Figure 4.45

4.46 On ajoute à la figure 4.45 une résistance de surcharge de $4,7 \Omega$. Quelle est la valeur maximale possible du courant de surcharge ?

4.47 Une tension double alternance a une valeur crête de 15 V. On vous a donné une table trigonométrique et vous avez les valeurs de la sinusoïde pour tous les degrés. Décrivez comment vous pouvez prouver que la valeur moyenne d'un signal double alternance vaut 63,6 % de sa valeur crête.

4.48 Quelle est la valeur de la tension de sortie quand l'interrupteur est sur la position indiquée sur la figure 4.46 ? Quelle est la nouvelle valeur quand il est basculé sur l'autre position ?

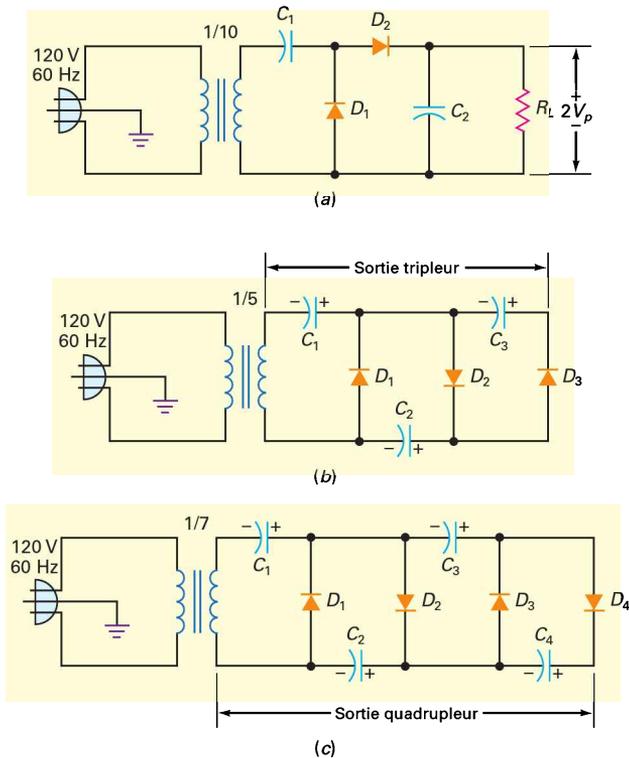


Figure 4.44

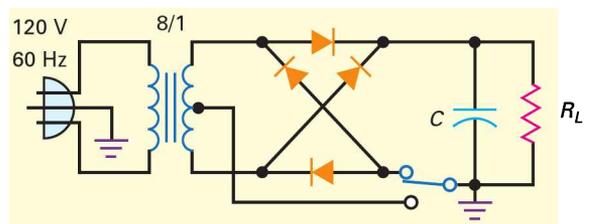


Figure 4.46

4.49 Si I_{in} vaut $40I_{eff}$ sur la figure 4.47 et si la constante de temps RC est beaucoup plus grande que la période de la tension source, que vaut I_{out} ? Pourquoi ?

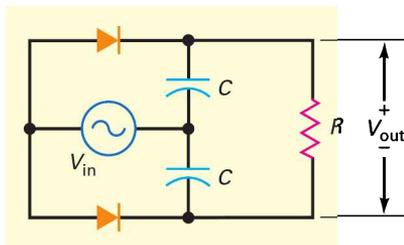


Figure 4.47

Grille de dépannage

4.50 La figure 4.48 illustre une grille de dépannage, trouvez au moins les 8 défauts de T1 à T8.

Questions de débogage avec Multisim

III Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés MTC04-51 à MTC04-55 et correspondent au circuit de la figure 4.48.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

4.51 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC04-51.

4.52 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC04-52.

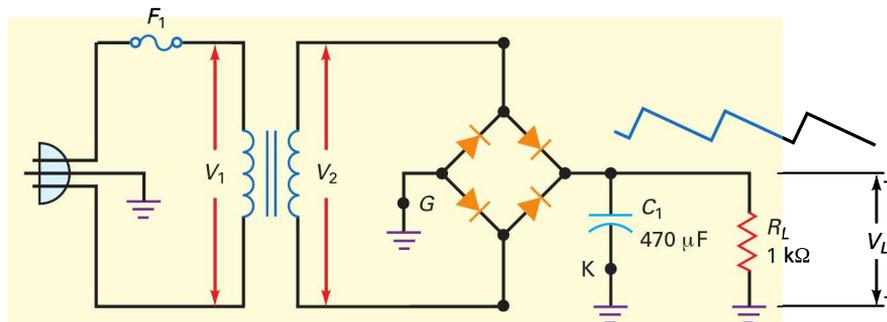
4.53 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC04-53.

4.54 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC04-54.

4.55 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC04-55.

Questions d'un recruteur

1. Voici du papier et un crayon. Dites-moi comment fonctionne un redresseur en pont de diodes avec un filtrage à condensateur. Dans votre explication, je



Dépannage

	V ₁	V ₂	V _L	V _R	f	R _L	C ₁	F ₁
ok	115	12,7	18	0,3	120	1k	ok	ok
T1	115	12,7	11,4	18	120	1k		ok
T2	115	12,7	17,7	0,6	60	1k	ok	ok
T3	0	0	0	0	0	0	ok	
T4	115	12,7	0	0	0	1k	ok	ok
T5	0	0	0	0	0	1k	ok	
T6	115	12,7	18	0	0		ok	ok
T7	115	0	0	0	0	1k	ok	ok
T8	0	0	0	0	0	1k	0	

Figure 4.48

Grille de dépannage.

- souhaite voir une représentation schématique de la forme des signaux aux différents points du circuit.
2. Soit un redresseur en pont qui ne fonctionne pas. Dites-moi comment vous allez le dépanner, quels types d'instruments vous allez utiliser et comment vous allez procéder pour isoler les problèmes courants.
 3. Des courants et des tensions excessives peuvent détruire une alimentation. Dessinez un redresseur en pont avec un filtrage à condensateur, et dites-moi comment le courant et la tension peuvent détruire les diodes. Faites la même chose pour une tension inverse trop importante.
 4. Dites-moi tout ce que vous savez sur les limiteurs et les régénérateurs de niveaux et les diodes clamp. Montrez-moi la forme des signaux, les niveaux d'écrtage, de régénération et de protection.
 5. Dites-moi comment fonctionne un détecteur crête à crête ; donnez les similitudes et les différences avec un doubleur de tension.
 6. Quel est l'avantage d'utiliser un redresseur en pont dans une alimentation au lieu d'un redressement simple ou double alternance ? Pourquoi le montage en pont est-il plus efficace que les autres ?
 7. Dans quelle utilisation d'une alimentation dois-je préférer un filtrage LC à un filtrage RC ? Pourquoi ?
 8. Quelle est la relation entre un redresseur simple alternance et un redresseur double alternance ?
 9. Dans quelles circonstances est-il judicieux d'utiliser un multiplicateur de tension comme alimentation ?
 10. Une alimentation continue est supposée avoir une sortie de 5 V. Vous mesurez exactement 5 V à la sortie avec un voltmètre DC. L'alimentation peut-elle quand même être défectueuse ? Si oui, comment la dépanneriez-vous ?
 11. Pourquoi dois-je utiliser un multiplicateur de tension au lieu d'un transformateur élèveur avec un grand rapport et un redresseur ?
 12. Énumérez les avantages et les inconvénients d'un filtre RC, d'un filtre LC.
 13. En dépannant une alimentation, vous trouvez une résistance noircie par la chaleur ; sa mesure montre qu'elle est coupée. Allez-vous la remplacer et rebrancher le montage ? Sinon, qu'allez-vous faire avant ?
 14. Donnez trois pannes possibles d'un redresseur en pont et leurs symptômes.

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|--------|
| 1. b) | 6. b) | 11. b) | 16. a) | 21. a) |
| 2. a) | 7. b) | 12. b) | 17. d) | 22. b) |
| 3. b) | 8. c) | 13. c) | 18. c) | 23. a) |
| 4. c) | 9. c) | 14. a) | 19. c) | 24. c) |
| 5. c) | 10. d) | 15. b) | 20. c) | 25. c) |

Avez-vous compris ?

- 4.1 $V_{DC} = 6,53 \text{ V}$.
- 4.2 $V_{DC} = 27 \text{ V}$.
- 4.3 $V_{p(in)} = 12 \text{ V}$; $V_{p(out)} = 11,3 \text{ V}$.
- 4.5 $V_{p(out)idéal} = 34 \text{ V}$; $2d = 32,6 \text{ V}$.
- 4.7 $V_L = 17 \text{ V}$; $V_R = 0,71V_{pp}$.
- 4.9 $V_R = 0,165V_{pp}$.
- 4.10 Une diode 1N4002 ou 1N4003 pour avoir une sécurité d'un facteur 2.

Les diodes particulières

5

Objectifs

- Montrer comment on utilise une diode Zener et calculer les valeurs importantes.
- Donner plusieurs composants optoélectroniques et dire comment ils fonctionnent.
- Rappeler deux avantages que possèdent les diodes Schottky par rapport aux autres diodes courantes.
- Expliquer comment une diode varactor fonctionne.
- Définir un usage élémentaire du varistor.
- Citer quatre données qui intéressent les techniciens dans les fiches techniques des diodes Zener.
- Citer et décrire les fonctions de base de diverses diodes à semi-conducteur.

Vocabulaire

Afficheur 7-segments	Diode à courant constant	Diode Schottky	Optoélectronique
Afficheur anode commune	Diode de recouvrement	Diode tunnel	Photodiode
Afficheur cathode commune	Diode électroluminescente (LED)	Diode Zener	Prérégulateur
Coefficient de température	Diode inverse	Effet Zener	Région de fuite
Diode à capacité variable	Diode laser	Efficacité lumineuse	Régulateur Zener
	Diode PIN	Électroluminescence	Résistance négative
		Facteur de réduction	Résistance Zener
		Intensité lumineuse	Varactor
		Optocoupleur	Varistor

En quelques mots

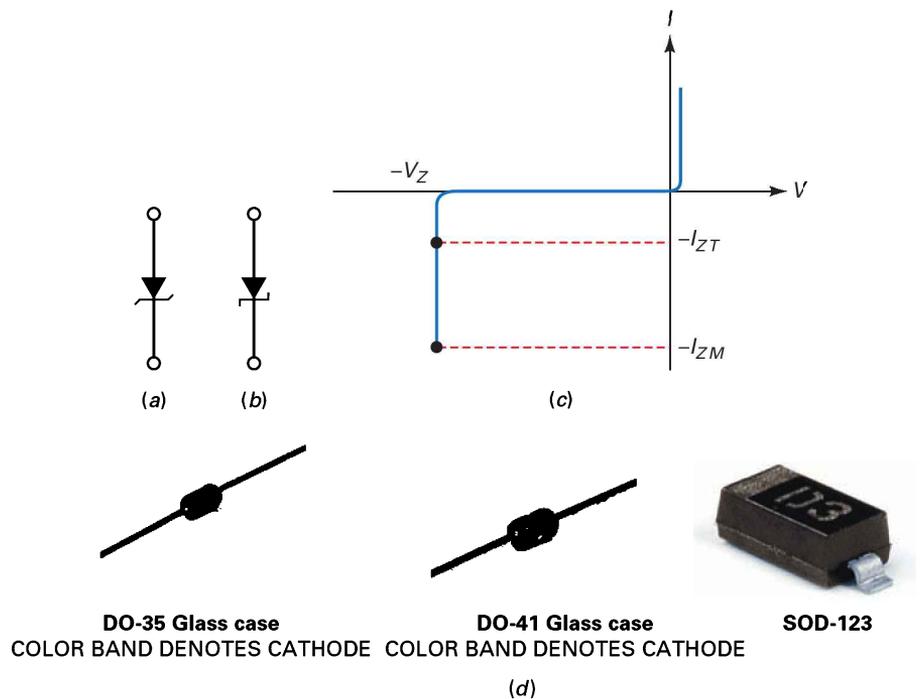
Les diodes de redressement sont les plus courantes, elles sont employées dans les alimentations pour transformer une tension AC en tension DC. Mais le redressement n'est pas la seule chose que les diodes peuvent faire. Nous allons maintenant envisager des diodes destinées à d'autres usages. Ce chapitre débute avec les diodes Zener dont on a optimisé les propriétés de claquage. Elles sont très importantes car elles sont la clé de la régulation de tension. Ce chapitre couvre aussi les diodes optoélectroniques, dont les diodes électroluminescentes (LED), les diodes Schottky, varactor, etc.

5.1 La diode Zener

Les diodes petit signal et les diodes de redressement ne fonctionnent jamais volontairement dans la zone de claquage car c'est dangereux pour elles. Une **diode Zener** est différente, c'est une diode au silicium que le constructeur a optimisée pour opérer dans la zone de claquage. La diode Zener est l'ossature des régulateurs de tension : circuits qui maintiennent la tension sur la charge presque constante en dépit des variations du secteur et de la résistance de charge.

5.1.1 Caractéristique $I(V)$

La figure 5.1a montre le symbole graphique de la diode Zener ; la figure 5.1b est une autre représentation. Dans les deux, la ligne ressemble à un Z comme « Zener ». En variant le dopage, les constructeurs peuvent réaliser des tensions inverses de claquage de 2 V jusqu'à plus de 1 000 V. Ces diodes peuvent fonctionner dans les trois régions : directe, inverse et de claquage.



La figure 5.1c illustre la caractéristique $I(V)$ d'une diode Zener. Dans la région directe, la conduction démarre à 0,7 V, comme pour une diode au silicium classique. Dans la **région de fuite** (entre zéro et le claquage), il existe uniquement un faible courant inverse. La diode Zener au claquage présente un coude de tension inverse très net, suivi d'une croissance presque verticale du courant. La tension est presque constante, approximativement égale à V_Z pour toute la zone de claquage. Les fiches techniques donnent généralement la tension V_Z pour un courant test particulier I_{ZT} .

La figure 5.1c montre aussi le courant inverse maximal I_{ZM} . Tant que le courant inverse est inférieur à I_{ZM} , la diode opère dans la zone de sécurité. S'il devient plus grand, la diode est détruite. Pour éviter les courants inverses excessifs, on utilise une *résistance de limitation de courant* qui sera envisagée plus tard.

5.1.2 Résistance Zener

Dans la troisième approximation de la diode, la tension directe est égale à la somme de la tension de seuil et de la tension aux bornes de la résistance série.

De même, dans la région de claquage, la tension inverse de la diode est égale à la somme de la tension de claquage et de la tension aux bornes de la résistance série. En inverse, la résistance série est appelée **résistance Zener**. Elle est égale à l'inverse de la pente de la caractéristique dans la région de claquage. Autrement dit, plus la pente est verticale, plus la résistance Zener est faible.

Dans la figure 5.1c, la résistance Zener produit une très légère augmentation de la tension inverse, généralement de l'ordre du centième de volt. Cette augmentation peut être considérée dans un travail de conception, mais pas dans le dépannage ou l'analyse préliminaire. Sauf indication contraire, elle sera ignorée dans la suite. La figure 5.1d présente quelques diodes Zener.

5.1.3 Régulateurs Zener

La diode Zener est parfois appelée *diode régulatrice de tension*, car elle maintient à ses bornes une tension presque constante en dépit des variations du courant qui la traverse. En fonctionnement normal, elle est polarisée en inverse, comme le montre la figure 5.2a. De plus, pour garder le claquage, la tension de la source V_S doit être plus grande que la tension Zener V_Z . Une résistance en série R_S est toujours utilisée pour limiter le courant en dessous de la valeur maximale admissible ; sinon, la diode Zener est détruite, comme tout composant dissipant trop de puissance.

La figure 5.2b montre le circuit avec les masses ; chaque fois que c'est le cas, on effectue les mesures par rapport à la masse.

Par exemple, pour mesurer la tension aux bornes de la résistance en série de la figure 5.2b : dans une première étape, on mesure la tension entre la borne gauche de R_S et la masse, ensuite la tension entre la borne droite de R_S et la masse ; enfin, on fait la différence des deux valeurs pour obtenir la tension sur R_S . Si l'on dispose d'un multimètre sans masse (flottant), on peut effectuer directement la mesure sur la résistance.

La figure 5.2c montre la sortie d'une alimentation branchée sur une résistance de limitation de courant et une diode Zener. Ce montage s'utilise pour obtenir une tension continue inférieure à celle donnée par l'alimentation ; il s'appelle *régulateur de tension Zener* ou plus simplement **régulateur Zener**.

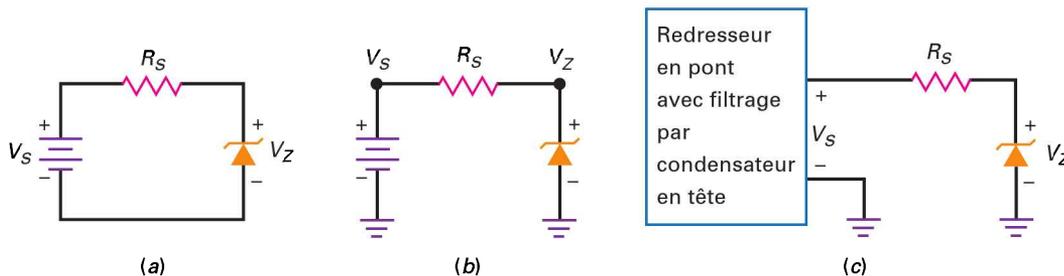


Figure 5.2
Régulateur Zener.
(a) Circuit de base ;
(b) circuit avec masse ;
(c) stabilisateur d'alimentation.

5.1.4 Loi d'Ohm

D'après la figure 5.2, la tension sur la résistance de limitation de courant est égale à la différence entre la tension de la source et la tension Zener. De ce fait, le courant est :

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} \quad (5.1)$$

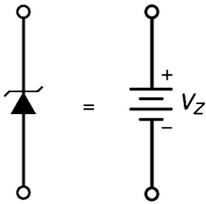


Figure 5.3
Approximation idéale
d'une diode Zener.

L'intensité de ce courant est aussi l'intensité du courant Zener dans la diode, car le circuit est en série. Notons que I_S doit être plus faible que I_{ZM} .

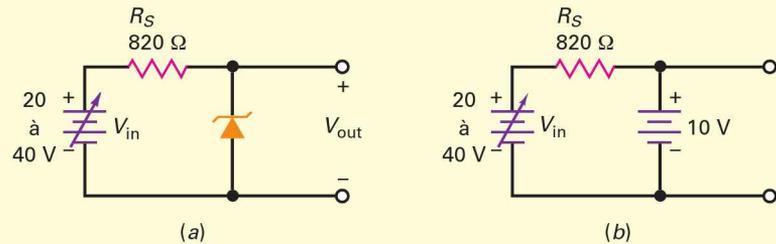
5.1.5 La diode Zener idéale

Pour le dépannage et l'analyse préliminaire, on peut assimiler la courbe à une verticale. Dans ce cas, la tension est constante même si le courant change, ce qui revient à ignorer la résistance Zener. La figure 5.3 représente l'approximation idéale d'une diode Zener, elle agit comme une source de tension. Dans un circuit, on peut remplacer mentalement une diode Zener par une source de tension V_Z qui serait délivrée par la diode Zener fonctionnant dans la région de claquage.

Question 5.1

Soit la diode Zener de la figure 5.4a, elle possède une tension de claquage égale à 10 V. Quels sont les courants de Zener maximal et minimal ?

Figure 5.4



Réponse La tension appliquée peut varier entre 20 V et 40 V. Idéalement, la diode Zener se conduit comme une source (figure 5.4b) et la tension de sortie est 10 V pour toutes les tensions de source entre 20 et 40 V.

Le courant minimal est obtenu pour la tension de source minimale. Imaginez 20 V sur la borne gauche et 10 V sur la borne droite de la résistance, la tension appliquée est 20 V – 10 V, soit 10 V. La loi d'Ohm donne :

$$I_S = \frac{10 \text{ V}}{820 \text{ } \Omega} = 12,2 \text{ mA}$$

Le courant maximal intervient quand la tension de la source est 40 V. Dans ce cas, la tension sur la résistance est 30 V, ce qui donne un courant :

$$I_S = \frac{30 \text{ V}}{820 \text{ } \Omega} = 36,6 \text{ mA}$$

Dans un régulateur de tension tel que celui de la figure 5.4a, la tension de sortie est maintenue à 10 V en dépit des variations de la tension de la source de 20 V à 40 V. Des variations plus grandes donnent des courants Zener plus importants, mais la tension de sortie est solidement maintenue à 10 V. (Si la résistance Zener est prise en compte, la tension de sortie croît légèrement lorsque la tension source augmente.)

5.1 Avez-vous compris ? Sur la figure 5.4, quelle est la valeur du courant de Zener, I_S , si V_m est de 30 V ?

5.2 Le régulateur Zener chargé

La figure 5.5a comporte un régulateur *chargé*, et la figure 5.5b donne le même circuit mais avec la masse. La diode Zener fonctionne dans la zone de claquage et maintient la tension de sortie constante. Même si la tension de la source ou la valeur de la charge évoluent, la tension sur la charge reste fixée et égale à la tension Zener.

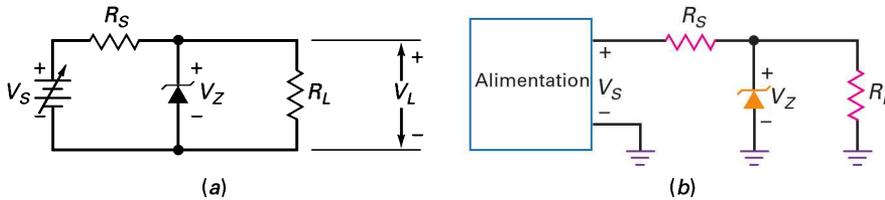


Figure 5.5
Régulateur Zener chargé.
(a) Montage de base ;
(b) circuit réel.

5.2.1 Fonctionnement au claquage

Comment savoir si la diode Zener de la figure 5.5 est au claquage ? À cause du diviseur, la tension de Thévenin appliquée sur la diode est :

$$V_{TH} = \frac{R_L}{R_S + R_L} V_S \quad (5.2)$$

Cette tension existe même si la diode est débranchée. Elle doit être supérieure à la tension Zener, sinon le claquage inverse n'intervient pas.

5.2.2 Courant série

Dans toute la suite, on suppose que la diode Zener est placée dans la zone de claquage. D'après la figure 5.5, le courant à travers la résistance placée en série est donné par :

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} \quad (5.3)$$

C'est la loi d'Ohm appliquée à la résistance de limitation de courant. Ce courant reste le même, que la charge soit présente ou pas, toujours égal à la tension aux bornes de la résistance divisée par la résistance.

5.2.3 Courant dans la charge

Théoriquement, la tension sur la charge est égale à la tension Zener car la résistance est en parallèle avec la diode. On a la relation :

$$V_L = V_Z \quad (5.4)$$

Ce qui donne avec la loi d'Ohm :

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} \quad (5.5)$$

5.2.4 Courant Zener

Avec la loi de Kirchhoff :

$$I_S = I_Z + I_L$$

La diode Zener et la charge sont en parallèle, la somme de leur courant est le courant total, c'est le courant à travers la résistance en série.

On peut aussi écrire la relation importante :

$$I_Z = I_S - I_L \quad (5.6)$$

Le courant Zener n'est plus égal au courant I_S comme dans le régulateur non chargé.

L'encart *À retenir* 5.1 résume les étapes de l'analyse d'un régulateur Zener chargé. On part du courant dans la résistance en série, suivi de la tension sur la charge et du courant dans la charge pour finir par le courant Zener.

À RETENIR 5.1 – Analyse d'un régulateur Zener chargé

	Opération	Commentaire
Étape 1	Calcul du courant I_S , éq. (5.3)	Appliquer la loi d'Ohm à R_S
Étape 2	Calcul de la tension sur la charge, éq. (5.4)	Tension charge = tension diode
Étape 3	Calcul du courant dans la charge, éq. (5.5)	Appliquer la loi d'Ohm à R_L
Étape 4	Calcul du courant Zener, éq. (5.6) pour la diode	Appliquer la loi des courants

Bon à Savoir

Pour des tensions Zener entre environ 3 et 8 V, le coefficient de température est aussi fortement affecté par le courant inverse dans la diode. Le coefficient de température augmente quand le courant augmente.

5.2.5 Effet Zener

Quand la tension de claquage est supérieure à 6 V, le phénomène provient de l'avalanche abordée au chapitre 2. Elle est engendrée par les porteurs minoritaires suffisamment accélérés pour arracher de nouveaux porteurs libres, et son résultat est un important courant inverse.

L'effet Zener est différent ; quand une diode est fortement dopée, la zone déplétée devient très étroite. Par conséquent, le champ électrique qui y règne (tension divisée par épaisseur) est très intense. Si son amplitude atteint environ 300 000 V/cm, il est capable d'extraire les électrons de valence de leur orbite. L'apparition de porteurs libres par cette méthode est appelée **effet Zener** (ou *émission de champ*). C'est un phénomène distinct de l'avalanche car il n'a pas besoin de porteurs minoritaires accélérés pour créer de nouveaux porteurs.

Quand la tension de claquage est inférieure à 4 V, il y a uniquement de l'effet Zener ; quand elle est supérieure à 6 V, c'est uniquement de l'avalanche ; pour les valeurs intermédiaires, les deux effets sont présents simultanément. Quand la tension de claquage est comprise entre 4 V et 6 V, les deux effets sont présents.

L'effet Zener a été découvert avant l'effet d'avalanche ; de ce fait, toute diode utilisée dans sa zone de claquage est appelée diode Zener. Cependant, le terme *diode à avalanche* est parfois employé, mais généralement c'est le nom de *diode Zener* qui est affecté à toute diode opérant au claquage inverse.

5.2.6 Coefficients de température

Quand la température ambiante évolue, la tension Zener change légèrement. Sur la fiche technique, l'effet de la température se trouve sous le terme **coefficient**

de température ; il est défini par la variation de la tension Zener pour une augmentation de 1 degré. Le coefficient de température est négatif pour des tensions de claquage inférieures à 4 V (effet Zener). Par exemple, une diode Zener de tension de claquage 3,9 V a un coefficient de température égal à $-1,4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Si la température augmente de 1°C , la tension Zener diminue de 1,4 mV.

Le coefficient de température est positif pour des tensions de claquage supérieures à 6 V (effet d'avalanche). Une diode Zener de 6,2 V peut avoir un coefficient de température égal à $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$; si la température augmente de 1°C , la tension de claquage augmente de 2 mV.

Entre 4 V et 6 V, le coefficient de température passe du négatif au positif. Il existe des diodes Zener ayant une tension de claquage comprise entre 4 V et 6 V dont le *coefficient de température est nul*. Elles sont utiles pour les applications où la tension Zener doit être fixe dans une grande gamme de températures.

Bon à Savoir

Pour les applications exigeant une source de tension à haut degré de stabilité, on connecte en série avec la diode Zener une ou plusieurs diodes classiques dont les variations de tension changent avec la température de façon opposée au changement de V_z . Ce qui se traduit par une grande stabilité de V_z , même si la température varie hors des limites tolérées.

Question 5.2

Est-ce que la diode Zener de la figure 5.6a est en claquage ?

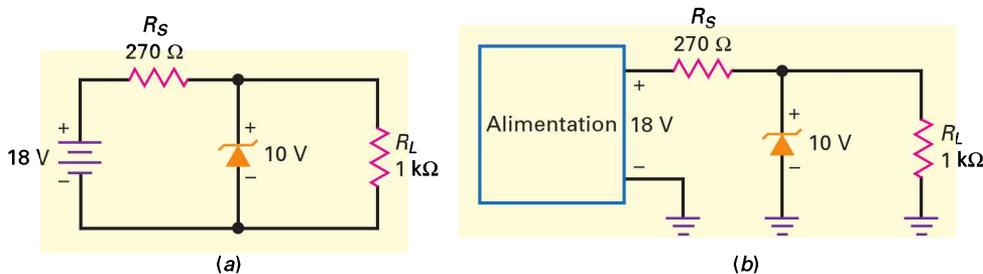


Figure 5.6

Réponse Avec l'équation (5.2), on a :

$$V_{\text{TH}} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{270 \Omega + 1 \text{ k}\Omega} (18 \text{ V}) = 14,2 \text{ V}$$

Puisque la tension de Thévenin est supérieure à la tension Zener, la diode est en claquage inverse.

Question 5.3

Que vaut le courant Zener dans le circuit de la figure 5.6b ?

Réponse On connaît la tension aux bornes de la résistance en série : 8 V. La loi d'Ohm donne :

$$I_s = \frac{8 \text{ V}}{270 \Omega} = 29,6 \text{ mA}$$

La tension sur la charge est 10 V, donc le courant de charge vaut :

$$I_L = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA}$$

III Multisim

Le courant Zener est la différence entre les deux courants :

$$I_Z = 29,6 \text{ mA} - 10 \text{ mA} = 19,6 \text{ mA}$$

5.3 Avez-vous compris ? Sur la figure 5.6b, changer la tension d'alimentation à 15 V et calculer à nouveau I_S , I_L et I_Z .

III Multisim

Question 5.4

Que fait le circuit de la figure 5.7 ?

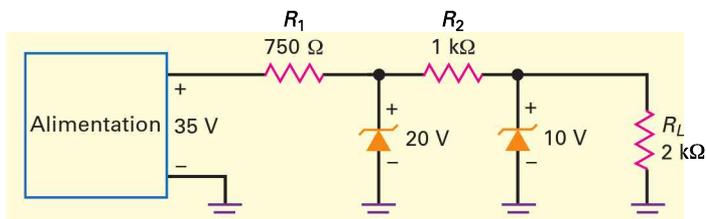


Figure 5.7
Prérégulateur

Réponse C'est un exemple où le **prérégulateur** (la première diode Zener) alimente un régulateur (la seconde diode Zener). D'abord, observons que le prérégulateur présente une tension de sortie 20 V. Elle est l'entrée du second régulateur dont la tension de sortie est 10 V. L'idée est d'alimenter le second régulateur avec une entrée bien régulée pour obtenir une sortie finale extrêmement bien régulée.

III Multisim

Question 5.5

Que fait le circuit de la figure 5.8 ?

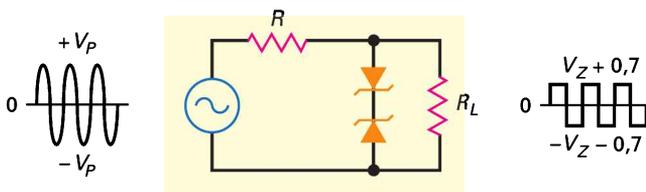


Figure 5.8
Diodes Zener utilisées pour la mise en forme de signaux.

Réponse Dans la plupart des applications, les diodes Zener sont au claquage et servent en régulateur de tension. Mais il y a des exceptions ; parfois, elles sont utilisées dans des circuits de mise en forme des signaux, comme sur la figure 5.8.

Remarquons la position tête-bêche des deux diodes. Pendant l'alternance positive, la diode supérieure conduit et la diode inférieure est au claquage. De ce fait, le signal de sortie est écrêté à 0,7 V (diode en direct) de plus que la tension Zener (diode en inverse).

Pour l'alternance négative, la situation est inversée ; la diode inférieure conduit et la diode supérieure est au claquage. De cette manière, le signal de sortie est quasiment un signal rectangulaire. Plus la sinusoïde de l'entrée possède une grande amplitude, plus le signal de sortie est rectangulaire.

5.5 Avez-vous compris ? Sur la figure 5.8, si la tension V_Z de chaque diode Zener est de 3,3 V, quelle est la valeur de la tension de sortie sur la résistance R_L ?

Question 5.6

Décrire brièvement le fonctionnement de chacun des circuits de la figure 5.9.

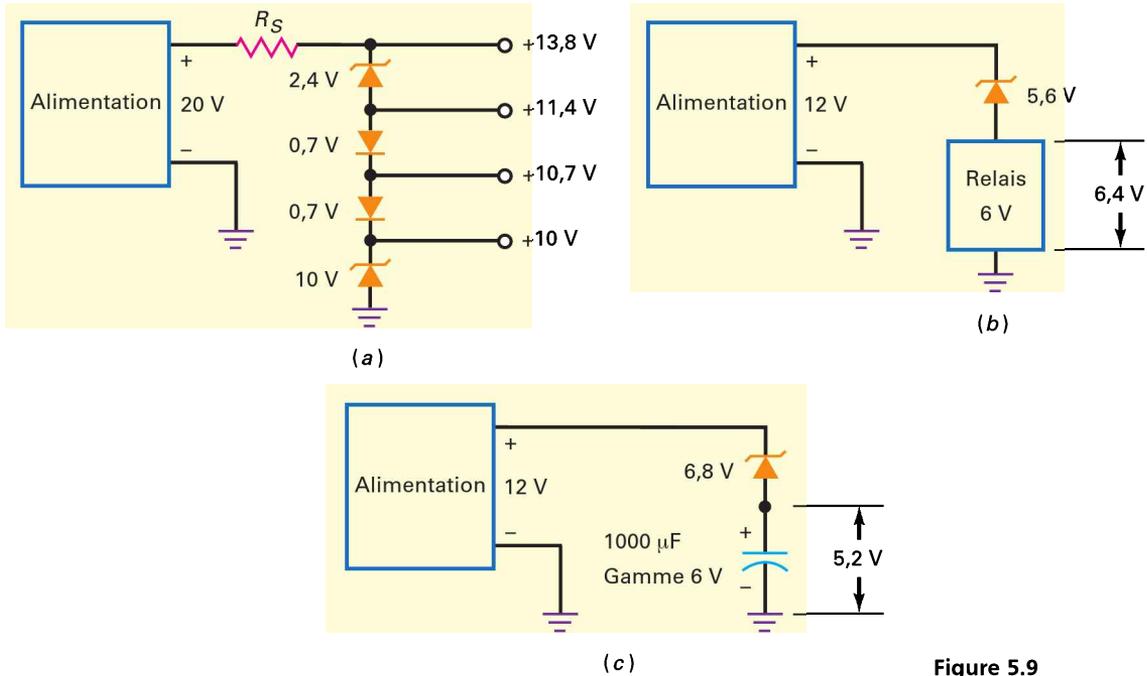


Figure 5.9
Applications de la diode Zener.
(a) Réalisation de tensions de sortie non standard ;
(b) utilisation d'un relais 6 V dans un circuit 12 V ;
(c) insertion d'un condensateur 6 V dans un circuit 12 V.

Réponse La figure 5.9a illustre comment des diodes Zener et des diodes ordinaires associées à une alimentation 20 V peuvent fournir plusieurs tensions de sortie. La diode du bas produit une tension 10 V. Chaque diode au silicium est polarisée en direct et donne respectivement 10,7 V et 11,4 V. La diode supérieure a une tension de claquage 2,4 V donnant une sortie à 13,8 V. Avec d'autres combinaisons des diodes Zener et ordinaires, le circuit proposé peut fournir d'autres tensions.

Si vous essayez de brancher un relais 6 V dans un circuit 12 V, vous allez sûrement le détériorer. Il est nécessaire d'abaisser la tension ; la figure 5.9b illustre une façon de procéder. En connectant une diode Zener de 5,6 V en série avec le relais, seulement 6,4 V subsistent, ce qui est quasiment à l'intérieur de la plage de tolérance de la gamme de tension du relais.

Les gros condensateurs électrolytiques ont souvent de faibles gammes de tension admissibles. Par exemple, un condensateur électrolytique de 1 000 μF peut avoir une gamme de tension de seulement 6 V. La tension supportée doit être inférieure à 6 V ; la figure 5.9c montre une solution d'utilisation avec une alimentation de 12 V. Encore une fois, l'idée est d'utiliser une diode Zener 6,8 V, laissant seulement 5,2 V pour le condensateur. De cette manière, le condensateur électrolytique peut filtrer l'alimentation tout en restant dans sa gamme de fonctionnement en tension.

Bon à Savoir

Les diodes Zener avec des tensions de claquage proches de 7 V ont la plus petite impédance Zener.

5.3 La diode Zener en deuxième approximation

La figure 5.10a illustre la deuxième approximation pour une diode Zener. Une résistance Zener est en série avec une source de tension idéale. La tension totale sur la diode est égale à la somme de la tension de claquage et de la chute de tension sur la résistance R_Z . Comme cette dernière est relativement faible, elle présente un effet mineur sur la tension totale de la diode.

5.3.1 Effet de la tension sur la charge

Comment calculer l'effet de la résistance Zener sur la tension de sortie ? La figure 5.10b montre une alimentation avec une régulation Zener chargée. Idéalement, la tension sur la charge est égale à la tension Zener, mais en deuxième approximation, on tient compte de la résistance Zener (figure 5.10c). La chute de tension supplémentaire dans R_Z augmente légèrement la tension sur la charge.

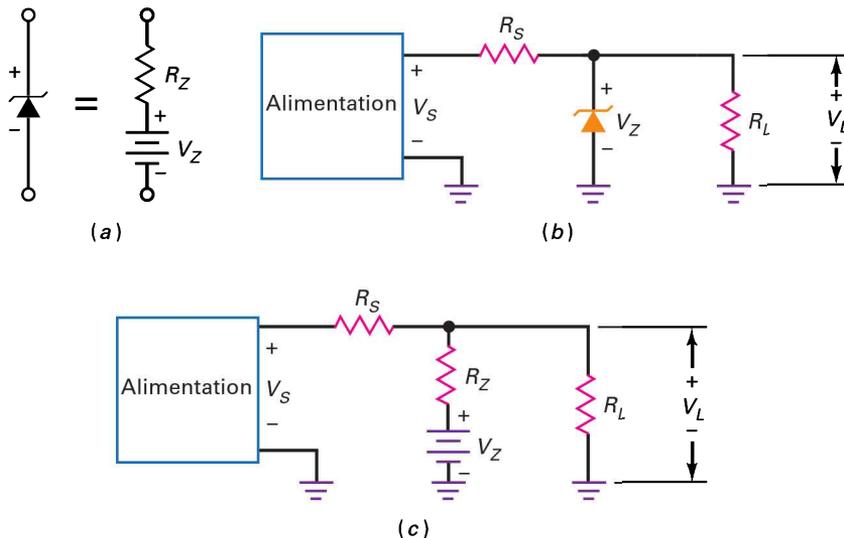


Figure 5.10
Diode Zener en deuxième approximation.
(a) Circuit équivalent ;
(b) alimentation et régulation Zener ;
(c) schéma tenant compte de la résistance Zener.

Comme le courant Zener traverse la résistance Zener, la tension de sortie est (figure 5.10c) :

$$V_L = V_Z + I_Z R_Z$$

L'écart de la tension de sortie par rapport au cas idéal est :

$$\Delta V_L = I_Z R_Z \quad (5.7)$$

D'habitude, R_Z est petite, donc l'écart de tension est faible, généralement quelques dixièmes de volt. Par exemple, pour $I_Z = 10 \text{ mA}$ et $R_Z = 10 \Omega$, on obtient $\Delta V_L = 0,1 \text{ V}$.

5.3.2 Effet sur l'ondulation

Pour l'ondulation, on peut utiliser le circuit équivalent représenté par la figure 5.11a. Elle concerne uniquement les trois résistances. On peut même

simplifier plus encore. Dans les réalisations courantes, R_Z est nettement plus petite que R_L . De ce fait, seules la résistance en série R_S et la résistance Zener R_Z agissent sur l'ondulation.

Selon le diviseur (figure 5.11b), on peut écrire pour l'ondulation de sortie :

$$V_{R(\text{out})} = \frac{R_Z}{R_S + R_Z} V_{R(\text{in})}$$

Les calculs d'ondulation ne sont pas critiques, ils n'ont pas besoin d'être très précis. Comme en pratique, R_S est toujours beaucoup plus grande que R_Z , on peut utiliser pour le dépannage ou une analyse préliminaire :

$$V_{R(\text{out})} \approx \frac{R_Z}{R_S} V_{R(\text{in})} \quad (5.8)$$

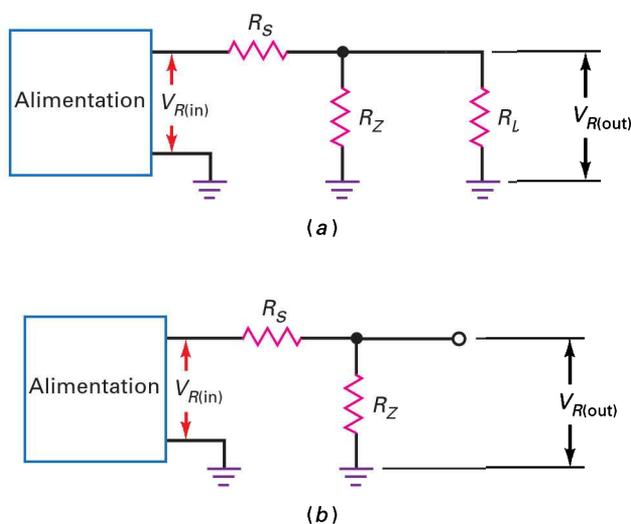


Figure 5.11
La régulation Zener réduit l'ondulation.
(a) Circuit équivalent AC complet ;
(b) circuit équivalent AC simplifié.

Question 5.7

La diode Zener de la figure 5.12 a une tension de claquage égale à 10 V et une résistance Zener valant $8,5 \Omega$. Calculez, à l'aide de la deuxième approximation, la tension sur la charge quand le courant Zener vaut 20 mA.

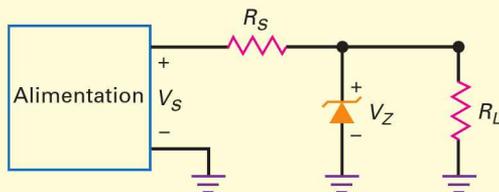


Figure 5.12
Régulateur Zener chargé.

Réponse La variation de la tension sur la charge est égale au courant Zener multiplié par la résistance Zener :

$$\Delta V_L = I_Z R_Z = (20 \text{ mA})(8,5 \Omega) = 0,17 \text{ V}$$

En deuxième approximation, la tension sur la charge vaut :

$$V_L = 10 \text{ V} + 0,17 \text{ V} = 10,17 \text{ V}$$

5.7 Avez-vous compris ? Utiliser la deuxième approximation pour calculer la tension sur la charge à la figure 5.12 lorsque $I_Z = 12 \text{ mA}$.

Question 5.8

D'après la figure 5.12, $R_S = 270 \Omega$, $R_Z = 8,5 \Omega$ et $V_{R(in)} = 2 \text{ V}$. Quelle est la valeur approximative de l'ondulation sur la charge ?

Réponse L'ondulation sur la charge est égale approximativement au rapport R_Z sur R_S multiplié par l'ondulation à l'entrée :

$$V_{R(out)} \approx \frac{8,5 \Omega}{270 \Omega} 2 \text{ V} = 63 \text{ mV}$$

5.8 Avez-vous compris ? Sur la figure 5.12, quelle est approximativement la valeur de l'ondulation si $V_{R(in)} = 3 \text{ V}$?

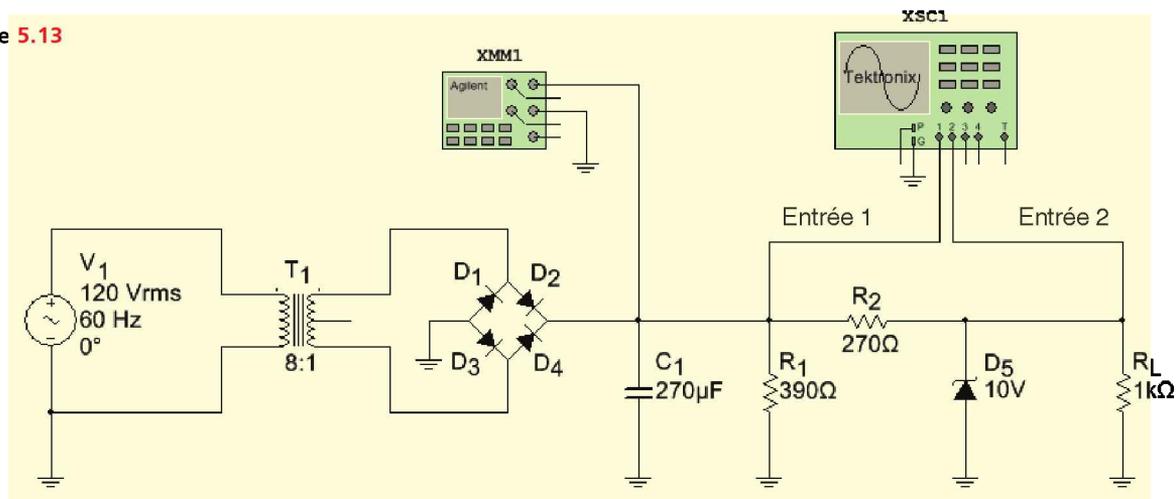
III Multisim

Question 5.9

Pour le régulateur Zener de la figure 5.13, $V_Z = 10 \text{ V}$, $R_S = 270 \Omega$ et $R_Z = 8,5 \Omega$, les mêmes valeurs que dans les questions 5.7 et 5.8. Décrivez les mesures effectuées avec le simulateur numérique.

Réponse En utilisant les méthodes de calcul décrites précédemment, on obtient les résultats suivants : avec un transformateur de rapport 8/1, la tension crête au secondaire est 21,2 V ; en enlevant deux chutes de tension de diode, on arrive à la tension crête 19,8 V sur le condensateur de filtrage. Le courant dans la résistance 390Ω est de 51 mA et le courant à travers R_S est de 36 mA. Le condensateur doit fournir la somme de ces deux courants, soit 87 mA. Selon la relation (4.10), il en résulte une ondulation sur le condensateur d'environ $2,7 V_{pp}$. On en déduit que l'ondulation à la sortie du régulateur Zener vaut environ $85 mV_{pp}$.

Figure 5.13



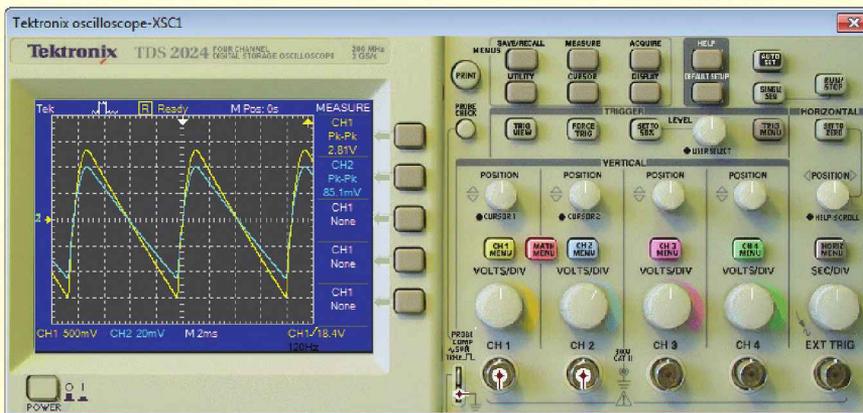
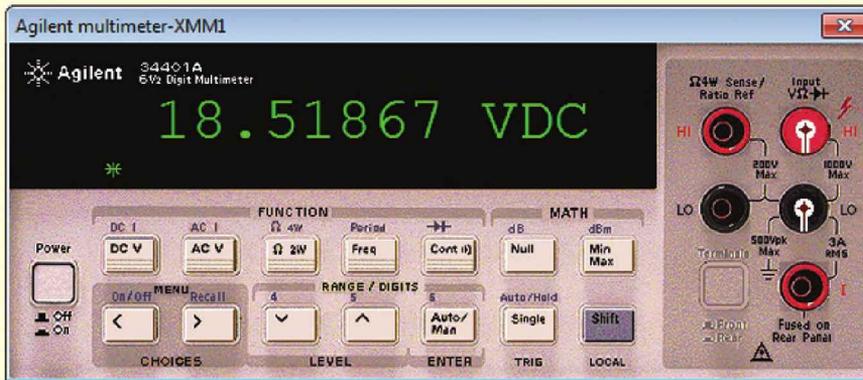


Figure 5.13 (suite)
Analyse simulée de l'ondulation dans un régulateur Zener.

L'ondulation est importante, la tension sur le condensateur évolue de 19,8 V (au maximum) à 17,1 V (au minimum). La moyenne de ces deux valeurs est 18,5 V, elle est égale à la tension continue du filtrage par condensateur. Cette tension continue plus faible signifie que l'ondulation à l'entrée et à la sortie est aussi plus petite que celle calculée. Comme dans les chapitres précédents, les évaluations sont approchées car l'analyse exacte doit tenir compte des effets d'ordres supérieurs.

Maintenant, voyons les résultats du simulateur qui sont les réponses presque exactes. Le multimètre donne 18,52 V, très proche des 18,5 V estimés. Sur l'entrée 1 de l'oscilloscope apparaît l'ondulation sur le condensateur : environ 2,8 V_{pp}, on est proche des 2,7 V_{pp} estimés. Finalement, l'ondulation à la sortie du régulateur vaut 85 mV_{pp} (entrée 2).

5.4 Limites de la régulation

Pour que le régulateur maintienne une tension de sortie constante, il faut que la diode Zener reste en claquage inverse quelles que soient les conditions de fonctionnement. Il revient au même de dire qu'il doit exister un courant Zener pour toutes les tensions de la source et tous les courants dans la charge.

5.4.1 Conditions les plus défavorables

La figure 5.14a montre un régulateur Zener ayant les courants suivants :

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{20 \text{ V} - 10 \text{ V}}{200 \Omega} = 50 \text{ mA}$$

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA}$$

$$I_Z = I_S - I_L = 50 \text{ mA} - 10 \text{ mA} = 40 \text{ mA}$$

Maintenant, voyons ce qui se passe si la tension de la source descend de 20 V à 12 V. Les calculs indiquent que I_S diminue, I_L reste le même et I_Z diminue. Quand V_S vaut 12 V, I_S est égal à 10 mA et I_Z est nul. À cette basse tension de source, la diode Zener est sur le point de quitter la zone de claquage. Si la source décroît encore un peu, la régulation n'existera plus, la tension sur la charge deviendra inférieure à 10 V. Par conséquent, une tension de source trop petite peut entraîner une absence de régulation du circuit Zener.

Une autre façon de perdre la régulation est d'avoir trop de courant dans la charge. Sur la figure 5.14a, regardons ce qui arrive lorsque la résistance de charge passe de 1 kΩ à 200 Ω. Dans ce cas, le courant dans la charge monte à 50 mA, ce qui est le courant traversant R_S , et le courant Zener devient nul. De nouveau, la diode Zener est près de l'abandon du claquage. Ainsi, un circuit Zener cesse de réguler si la résistance de charge est trop faible.

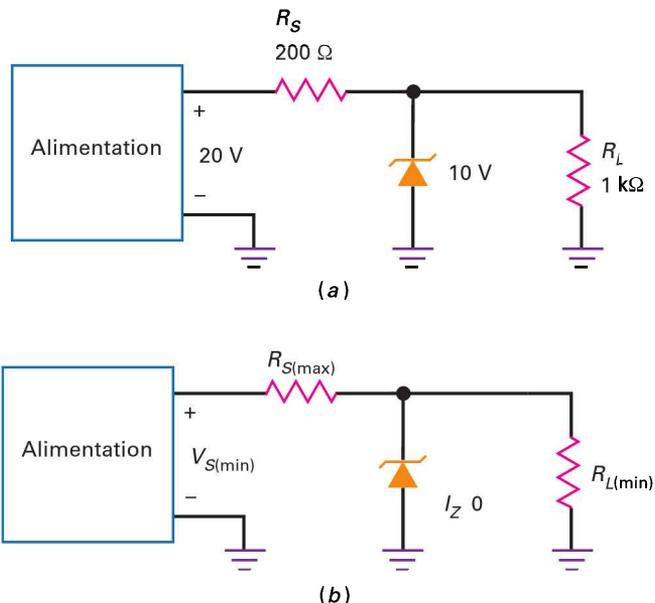


Figure 5.14
Régulateur Zener.
(a) Fonctionnement normal ;
(b) conditions limites.

Pour terminer, envisageons ce qui arrive lorsque la résistance en série passe de 200 Ω à 1 kΩ. Le courant qui la traverse diminue de 50 mA à 10 mA et le circuit quitte la zone de régulation.

La figure 5.14b résume tout ceci en montrant les conditions limites de fonctionnement. Un courant Zener proche du zéro signifie une fin de la régulation et l'analyse du circuit permet d'écrire :

$$R_{S(\text{max})} = \left(\frac{V_{S(\text{min})}}{V_Z} - 1 \right) R_{L(\text{min})} \quad (5.9)$$

Une autre forme donne :

$$R_{S(\max)} = \frac{V_{S(\min)} - V_Z}{I_{L(\max)}} \quad (5.10)$$

Ces deux relations sont très pratiques pour prévoir quand un circuit de régulation Zener va cesser d'être efficace.

Question 5.10

L'entrée d'un régulateur Zener peut évoluer de 22 V à 30 V. Si la tension régulée de sortie est 12 V, et si la résistance de charge varie de 140 Ω à 10 kΩ, quelle est la résistance en série maximale possible ?

Réponse Utilisons la relation (5.9) pour calculer la résistance en série maximale :

$$R_{S(\max)} = \left(\frac{22 \text{ V}}{12 \text{ V}} - 1 \right) 140 \text{ } \Omega = 117 \text{ } \Omega$$

Tant qu'elle sera inférieure à 117 Ω, le régulateur Zener fonctionnera correctement dans toutes les conditions prévues.

5.10 Avez-vous compris ? À la question 5.10 ci-dessus, quelle est la valeur maximale de la résistance en série si la tension régulée de sortie est de 15 V ?

Question 5.11

Un régulateur Zener subit une plage de tension à l'entrée de 15 V à 20 V et une plage de courant dans la charge de 5 mA à 20 mA. Si la tension Zener est égale à 6,8 V, quelle est la plus grande résistance en série possible ?

Réponse Utilisons la relation (5.10) pour calculer la résistance en série maximale :

$$R_{S(\max)} = \frac{15 \text{ V} - 6,8 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 410 \text{ } \Omega$$

Si la résistance en série R_s est inférieure à 410 Ω, le régulateur Zener fonctionne correctement dans toutes les conditions prévues.

5.11 Avez-vous compris ? Refaites l'exercice 5.11 en utilisant une tension de Zener de 5,1 V.

5.5 Lecture d'une fiche technique

La figure 5.15 donne les fiches techniques des diodes Zener des séries 1N5221B et 1N4728A. Il faudra se référer à cette documentation dans l'étude suivante. De nouveau, beaucoup d'informations sont destinées aux concepteurs, mais il en existe quelques-unes que tout le monde doit connaître.

5.5.1 Puissance maximale

La puissance dissipée par une diode Zener est égale au produit de sa tension par le courant qui la traverse :

$$P_Z = V_Z I_Z \quad (5.11)$$

Par exemple, si $V_Z = 12 \text{ V}$ et $I_Z = 10 \text{ mA}$, alors :

$$P_Z = (12 \text{ V})(10 \text{ mA}) = 120 \text{ mW}$$

Tant que P_Z est dans la gamme de puissance, la diode peut fonctionner en claquage sans être détruite. Les diodes Zener disponibles dans le commerce ont des gammes de puissance allant de 1/4 W à plus de 50 W.

La fiche technique pour la série 1N5221B indique 500 mW de puissance maximale. Une conception prudente impose d'avoir une puissance dissipée bien en dessous de ce maximum de 500 mW. Comme précédemment, on tient compte de facteurs de sécurité de 2 ou plus pour des réalisations sûres.

5.5.2 Courant maximal

La fiche technique fournit aussi le *courant maximal* que la diode peut supporter sans dépasser sa gamme de puissance. Si ce paramètre n'est pas fourni, il peut être obtenu au moyen de la relation :

$$I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{V_Z} \quad (5.12)$$

I_{ZM} : gamme de courant maximal

P_{ZM} : gamme de puissance maximale

V_Z : tension Zener

Par exemple, la diode 1N4742A a une tension de Zener de 12 V et une puissance maximale de 1 W ; sa gamme de courant maximal est :

$$I_{ZM} = \frac{1 \text{ mW}}{12 \text{ V}} = 83,3 \text{ mA}$$

Si le courant maximal est satisfait, la puissance maximale l'est aussi. C'est ainsi que, par exemple, si le courant de Zener est inférieur à 83,3 mA, la puissance sera inférieure à 1 W. Si, par précaution, on utilise un facteur de sécurité de 2 la diode ne risque aucun dommage. La valeur I_{ZM} répertoriée ou calculée, est celle d'un courant continu. Les valeurs du courant inverse pic non répétitif sont souvent données, avec des notes sur la façon dont le composant a été testé.

5.5.3 Tolérance

Bien que la plupart des diodes Zener disposent d'un suffixe A, B, C ou D, pour identifier la tolérance sur la tension de Zener, mieux vaut se référer à la fiche technique de la diode pour connaître précisément cette tolérance. Par exemple la fiche technique de la diode 1N4728A indique une tolérance de $\pm 5 \%$, tout comme celle de la diode 1N5221B qui est elle aussi de $\pm 5 \%$. Un suffixe C indique généralement $\pm 2 \%$ et un préfixe D indique $\pm 1 \%$. Aucun suffixe ne signifie une tolérance de $\pm 20 \%$.

FAIRCHILD
 SEMICONDUCTOR

Tolerance = 5%

July 2013

1N5221B - 1N5263B

Zener Diodes


 DO-35 Glass case
 COLOR BAND DENOTES CATHODE

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	500	mW
	Derate above 50°C	4.0	mW/°C
T_{STG}	Storage Temperature Range	-65 to +200	°C
T_J	Operating Junction Temperature Range	-65 to +200	°C
	Lead Temperature (1/16 inch from case for 10 s)	+230	°C

Electrical Characteristics

 Values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Device	V_Z (V) @ I_Z (2)			Z_Z (Ω) @ I_Z (mA)		Z_{ZK} (Ω) @ I_{ZK} (mA)		I_R (μA) @ V_R (V)		T_C (%/°C)
	Min.	Typ.	Max.							
1N5221B	2.28	2.4	2.52	30	20	1,200	0.25	100	1.0	-0.085
1N5222B	2.375	2.5	2.625	30	20	1,250	0.25	100	1.0	-0.085
1N5223B	2.565	2.7	2.835	30	20	1,300	0.25	75	1.0	-0.080
1N5224B	2.66	2.8	2.94	30	20	1,400	0.25	75	1.0	-0.080
1N5225B	2.85	3	3.15	29	20	1,600	0.25	50	1.0	-0.075
1N5226B	3.135	3.3	3.465	28	20	1,600	0.25	25	1.0	-0.07
1N5227B	3.42	3.6	3.78	24	20	1,700	0.25	15	1.0	-0.065
1N5228B	3.705	3.9	4.095	23	20	1,900	0.25	10	1.0	-0.06
1N5229B	4.085	4.3	4.515	22	20	2,000	0.25	5.0	1.0	+/-0.055
1N5230B	4.465	4.7	4.935	19	20	1,900	0.25	2.0	1.0	+/-0.03
1N5231B	4.845	5.1	5.355	17	20	1,600	0.25	5.0	2.0	+/-0.03
1N5232B	5.32	5.6	5.88	11	20	1,600	0.25	5.0	3.0	0.038
1N5233B	5.7	6	6.3	7.0	20	1,600	0.25	5.0	3.5	0.038
1N5234B	5.89	6.2	6.51	7.0	20	1,000	0.25	5.0	4.0	0.045
1N5235B	6.46	6.8	7.14	5.0	20	750	0.25	3.0	5.0	0.05
1N5236B	7.125	7.5	7.875	6.0	20	500	0.25	3.0	6.0	0.058
1N5237B	7.79	8.2	8.61	8.0	20	500	0.25	3.0	6.5	0.062
1N5238B	8.265	8.7	9.135	8.0	20	600	0.25	3.0	6.5	0.065
1N5239B	8.645	9.1	9.555	10	20	600	0.25	3.0	7.0	0.068
1N5240B	9.5	10	10.5	17	20	600	0.25	3.0	8.0	0.075
1N5241B	10.45	11	11.55	22	20	600	0.25	2.0	8.4	0.076
1N5242B	11.4	12	12.6	30	20	600	0.25	1.0	9.1	0.077
1N5243B	12.35	13	13.65	13	9.5	600	0.25	0.5	9.9	0.079
1N5244B	13.3	14	14.7	15	9.0	600	0.25	0.1	10	0.080
1N5245B	14.25	15	15.75	16	8.5	600	0.25	0.1	11	0.082
1N5246B	15.2	16	16.8	17	7.8	600	0.25	0.1	12	0.083
1N5247B	16.15	17	17.85	19	7.4	600	0.25	0.1	13	0.084
1N5248B	17.1	18	18.9	21	7.0	600	0.25	0.1	14	0.085
1N5249B	18.05	19	19.95	23	6.6	600	0.25	0.1	14	0.085
1N5250B	19	20	21	25	6.2	600	0.25	0.1	15	0.086

 V_F Forward Voltage = 1.2V Max. @ $I_F = 200\text{mA}$

Note:

- These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.
Non-recurrent square wave Pulse Width = 8.3 ms, $T_A = 50^\circ\text{C}$
- Zener Voltage (V_Z)
The zener voltage is measured with the device junction in the thermal equilibrium at the lead temperature (T_L) at $30^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$ and 3/8" lead length.

Figure 5.15 (a) Fiche technique de diodes Zener
 (Copyright of Fairchild Semiconductor, reproduite avec autorisation)



April 2009

1N4728A - 1N4758A

Zener Diodes

Tolerance = 5%



DO-41 Glass case
COLOR BAND DENOTES CATHODE

Absolute Maximum Ratings * $T_s = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation @ $T_L \leq 50^\circ\text{C}$, Lead Length = 3/8"	1.0	W
	Derate above 50°C	6.67	mW/ $^\circ\text{C}$
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

* These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

Electrical Characteristics $T_s = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Device	V_Z (V) @ I_Z (Note 1)			Test Current I_Z (mA)	Max. Zener Impedance			Leakage Current		Non-Repetitive Peak Reverse Current I_{ZSM} (mA) (Note 2)
	Min.	Typ.	Max.		Z_Z @ I_Z (Ω)	Z_{ZK} @ I_{ZK} (Ω)	I_{ZK} (mA)	I_R (μA)	V_R (V)	
1N4728A	3.135	3.3	3.465	76	10	400	1	100	1	1380
1N4729A	3.42	3.6	3.78	69	10	400	1	100	1	1260
1N4730A	3.705	3.9	4.095	64	9	400	1	50	1	1190
1N4731A	4.085	4.3	4.515	58	9	400	1	10	1	1070
1N4732A	4.465	4.7	4.935	53	8	500	1	10	1	970
1N4733A	4.845	5.1	5.355	49	7	550	1	10	1	890
1N4734A	5.32	5.6	5.88	45	5	600	1	10	2	810
1N4735A	5.89	6.2	6.51	41	2	700	1	10	3	730
1N4736A	6.46	6.8	7.14	37	3.5	700	1	10	4	660
1N4737A	7.125	7.5	7.875	34	4	700	0.5	10	5	605
1N4738A	7.79	8.2	8.61	31	4.5	700	0.5	10	6	550
1N4739A	8.645	9.1	9.555	28	5	700	0.5	10	7	500
1N4740A	9.5	10	10.5	25	7	700	0.25	10	7.6	454
1N4741A	10.45	11	11.55	23	8	700	0.25	5	8.4	414
1N4742A	11.4	12	12.6	21	9	700	0.25	5	9.1	380
1N4743A	12.35	13	13.65	19	10	700	0.25	5	9.9	344
1N4744A	14.25	15	15.75	17	14	700	0.25	5	11.4	304
1N4745A	15.2	16	16.8	15.5	16	700	0.25	5	12.2	285
1N4746A	17.1	18	18.9	14	20	750	0.25	5	13.7	250
1N4747A	19	20	21	12.5	22	750	0.25	5	15.2	225
1N4748A	20.9	22	23.1	11.5	23	750	0.25	5	16.7	205
1N4749A	22.8	24	25.2	10.5	25	750	0.25	5	18.2	190
1N4750A	25.65	27	28.35	9.5	35	750	0.25	5	20.6	170
1N4751A	28.5	30	31.5	8.5	40	1000	0.25	5	22.8	150
1N4752A	31.35	33	34.65	7.5	45	1000	0.25	5	25.1	135
1N4753A	34.2	36	37.8	7	50	1000	0.25	5	27.4	125
1N4754A	37.05	39	40.95	6.5	60	1000	0.25	5	29.7	115
1N4755A	40.85	43	45.15	6	70	1500	0.25	5	32.7	110
1N4756A	44.65	47	49.35	5.5	80	1500	0.25	5	35.8	95
1N4757A	48.45	51	53.55	5	95	1500	0.25	5	38.8	90
1N4758A	53.2	56	58.8	4.5	110	2000	0.25	5	42.6	80

Notes:

- Zener Voltage (V_Z)
The zener voltage is measured with the device junction in the thermal equilibrium at the lead temperature (T_L) at $30^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$ and 3/8" lead length.
- Square wave Reverse Surge at 8.3 msec soak time.

Figure 5.15 (b) Fiche technique de diodes Zener
(Copyright of Fairchild Semiconductor, reproduite avec autorisation) (suite)

5.5.4 Résistance Zener

La résistance Zener (parfois appelée *impédance Zener*) est désignée par R_{ZT} ou Z_{ZT} . La diode 1N5237B présente une résistance Zener $8,0 \Omega$ avec un courant test de 20 mA. Tant que ce courant est au-delà du coude de la caractéristique inverse, on peut utiliser $8,0 \Omega$ comme valeur approximative de la résistance Zener. Cependant, elle augmente près du coude ($1\ 000 \Omega$). Il faut retenir ceci : le fonctionnement choisi doit être aussi proche que possible du courant test ; à cet endroit, la résistance est relativement petite.

La fiche technique contient beaucoup d'autres informations ; elles sont destinées aux spécialistes. Si vous envisagez une réalisation, vous devez lire les fiches techniques avec soin, y compris les remarques sur les méthodes de mesure des grandeurs.

5.5.5 Réduction de puissance

Le **facteur de réduction** fourni par la fiche technique indique de combien la puissance maximale doit être réduite pour un composant donné. Par exemple, la série 1N4728A présente une gamme de puissance de 1 W pour une température de boîtier égale à 50°C . Le facteur de réduction est $6,67 \text{ mW} / ^\circ\text{C}$, ce qui veut dire qu'il faut enlever $6,67 \text{ mW}$ pour toute augmentation de 1°C au-dessus de 50°C . Même si vous n'êtes pas concerné par la réalisation, vous devez prendre garde aux effets thermiques. Si vous savez que la température du boîtier est supérieure à 50°C , il faut réduire ou diminuer la gamme de puissance de la diode Zener.

5.6 Dépannage

La figure 5.16 représente un régulateur Zener. Quand le circuit fonctionne normalement, la tension entre A et la masse est + 18 V, la tension entre B et la masse + 10 V et la tension entre C et la masse + 10 V.

5.6.1 Symptômes uniques

Maintenant discutons de ce qui ne va pas. Quand un circuit ne fait pas ce qu'il doit, le dépanneur commence par mesurer les tensions. Ces mesures lui donnent des indices qui l'aident à isoler le problème. Par exemple, supposons les tensions suivantes :

$$V_A = +18 \text{ V} \quad ; \quad V_B = +10 \text{ V} \quad ; \quad V_C = 0$$

Voici ce qui se passe dans la tête du dépanneur après avoir fait ces mesures :

« Est-ce que la résistance de charge est coupée ? Non, la tension de sortie est encore 10 V. Est-ce que la résistance de charge est court-circuitée ? Non, cela voudrait dire que B et C sont à la masse avec 0 V. Bon, est-ce que la connexion entre B et C est coupée ? Oui, cela se pourrait bien. »

Ce défaut donne un symptôme unique. La seule raison d'obtenir cette série de tensions est un circuit ouvert entre B et C.

5.6.2 Symptômes ambigus

Tous les défauts ne donnent pas un symptôme unique, parfois deux ou trois incidents donnent la même série de tensions. En voici un exemple, soient les tensions suivantes :

$$V_A = +18 \text{ V} \quad ; \quad V_B = 0 \quad ; \quad V_C = 0$$

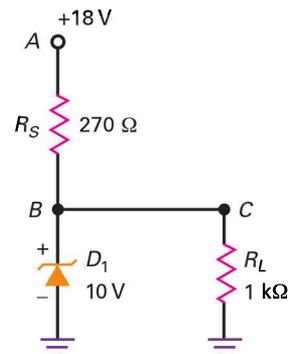


Figure 5.16
Dépannage d'un régulateur Zener.

Quel est le problème ? Pensez-y pendant quelques minutes ; lorsque vous avez une réponse, lisez ce qui suit.

Voici un chemin suivi pour trouver le défaut, le raisonnement est le suivant :

« J'ai de la tension en A et pas en B et C. Est-ce que la résistance en série R_S est coupée ? Dans ce cas, aucune tension n'existe en B et C et je peux encore avoir 18 V entre A et la masse. Oui, elle est probablement coupée. »

Dans ces conditions, on déconnecte la résistance pour la mesurer à l'ohmmètre. La chance serait qu'elle soit coupée, mais supposons que la valeur mesurée soit correcte. La poursuite de la réflexion serait celle-ci :

« C'est curieux. Voyons : y a-t-il une autre façon d'avoir 18 V en A et 0 V en B et C ? Est-ce que la diode Zener ou la résistance de charge sont en court-circuit ? Y a-t-il une éclaboussure de soudure entre B ou C et la masse ? Toutes ces éventualités correspondent aux symptômes constatés. »

Maintenant, le dépanneur rencontre plus de défauts à contrôler ; il ou elle finira bien par trouver la panne.

Quand les composants sont grillés, ils peuvent être en circuit ouvert, mais pas toujours. Certains peuvent se mettre en court-circuit, et dans ce cas ils ont une résistance quasi nulle. D'autres causes de courts-circuits sont des éclaboussures de soudure entre les pistes d'un circuit imprimé, une bille de soudure entre deux pistes, etc. Vous devez prendre en compte ces causes avec les questions : *Est-ce en court-circuit ? Est-ce en circuit ouvert ?*

5.6.3 Tableau des défauts

L'encart *À retenir* 5.2 détaille tous les défauts possibles dans le régulateur Zener de la figure 5.16. En reportant les tensions, il ne faut pas oublier qu'un composant en court-circuit est équivalent à une résistance nulle, et qu'un composant en circuit ouvert est équivalent à une résistance infinie. Si vous avez des problèmes pour travailler avec 0 et ∞ , utilisez 0,001 Ω et 1 000 M Ω , soit une très petite résistance pour le court-circuit et une très grande pour le circuit ouvert.

À RETENIR 5.2 – Défauts et symptômes d'un régulateur Zener

Défaut	V_A (V)	V_B (V)	V_C (V)	Remarques
Aucun	18	10	10	Aucun défaut
R_{SS}	18	18	18	D_1 et R_L peuvent être coupées
R_{SO}	18	0	0	
D_{1S}	18	0	0	R_S peut être coupée
D_{1O}	18	14,2	14,2	
R_{LS}	18	0	0	R_S peut être coupée
R_{LO}	18	10	10	
BC_O	18	10	0	
Pas d'alimentation	0	0	0	Vérifier l'alimentation

Dans la figure 5.16, la résistance en série R_S peut être court-circuitée (R_{SS} : R_S shuntée) ou coupée (R_{SO} : R_S ouverte). De la même façon, la diode Zener peut être

court-circuitée (symbole D_{1S}) ou ouverte (D_{1O}). De même pour la résistance de charge : en court-circuit (R_{1S}) ou coupée (R_{1O}). Pour finir, le fil de connexion entre B et C peut être coupé (BC_0).

Dans le tableau, la deuxième ligne donne les tensions mesurées pour la résistance en série court-circuitée R_{SS} . Dans ces conditions, 18 V apparaissent en B et C, cela détruit la diode Zener et probablement la résistance de charge. Pour cette panne, un voltmètre mesure 18 V en A, B et C.

Si la résistance en série est coupée dans la figure 5.16, la tension ne peut atteindre le point B ; donc B et C ont une tension nulle, comme l'indique l'encart *À retenir* 5.2. En continuant de cette manière, vous pouvez terminer les lignes restantes.

Dans l'encart, nous avons en remarque les défauts qui peuvent être occasionnés par le court-circuit initial. Par exemple, une résistance en série R_S en court-circuit peut entraîner la destruction de la diode Zener et aussi la mise en circuit ouvert de la résistance de charge. Cela dépend de la gamme de puissance de cette résistance. R_S en court-circuit donne 18 V sur la résistance 1 k Ω , soit la puissance 0,324 W ; si la gamme de puissance de la résistance est 0,25 W, elle peut être en circuit ouvert.

Certains problèmes de l'encart 5.2 donnent des tensions uniques et d'autres des tensions ambiguës. Par exemple, les séries de tension pour R_{SS} , D_{1O} , BC_0 et l'absence d'alimentation sont uniques. Si vous les mesurez, vous identifiez le défaut sans démonter le circuit pour faire les tests à l'ohmmètre.

Tous les autres défauts de l'encart 5.2 donnent des tensions ambiguës, deux problèmes ou plus ont la même série de tensions. Dans ce cas, il faut démonter le circuit et mesurer les résistances ou les composants suspects. Par exemple, supposons que les mesures soient 18 V en A, 0 V en B et C ; les défauts possibles sont R_{SO} , D_{1S} et R_{1S} .

Les diodes Zener peuvent être testées de différentes façons. Avec un multimètre numérique on peut effectuer diverses mesures sur une diode, en mode normal, en court-circuit ou coupée. En mode normal la tension directe est d'environ 0,7 V. En inverse, il est difficile de déterminer si la tension de Zener V_L a une valeur appropriée ou non. Avec un oscilloscope traceur de courbe, comme celui de la figure 5.17, on peut afficher directement à l'écran la courbe caractéristique de la diode, faisant apparaître ses caractéristiques directes et inverses dont il est possible de lire les valeurs. Si l'on ne dispose pas d'un tel oscilloscope, une simple mesure de tension aux bornes de la diode lorsqu'elle est en fonctionnement peut suffire.

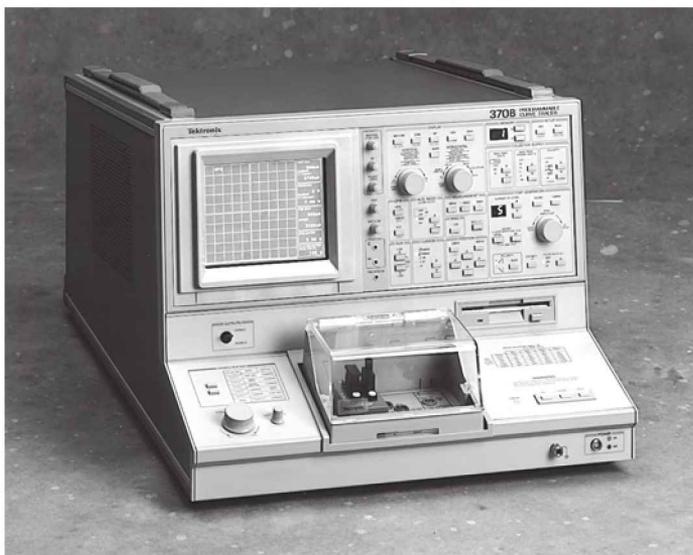
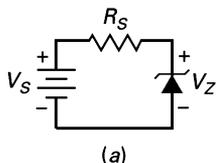


Figure 5.17
Un oscilloscope traceur de courbe
(© Tektronix®, reproduite avec autorisation.
Tous droits réservés)

5.7 Droites de charge



Le courant à travers la diode Zener de la figure 5.18a est :

$$I_Z = \frac{V_s - V_Z}{R_S}$$

Supposons que $V_s = 20$ V et $R_S = 1$ k Ω ; alors, l'équation précédente donne :

$$I_Z = \frac{20 - V_Z}{1000}$$

Le point de saturation $I_Z = 20$ mA (sur l'axe vertical) se déduit en faisant $V_Z = 0$. De même, en faisant $I_Z = 0$, on obtient le point de blocage $V_Z = 20$ V (sur l'axe horizontal).

On peut déterminer les extrémités par une autre méthode. Soit le schéma de la figure 5.18a où $V_s = 20$ V et $R_S = 1$ k Ω . Avec la diode court-circuitée, le courant maximal est 20 mA ; avec la diode coupée, la tension maximale à ses bornes est 20 V.

Si la tension de claquage de la diode Zener est 12 V, sa caractéristique possède la forme qui est représentée par la figure 5.18b. La droite supérieure est la droite de charge pour $V_s = 20$ V et $R_S = 1$ k Ω , le point d'intersection est Q_1 . La tension sur la diode est très légèrement supérieure à la tension de claquage car la courbe est presque verticale.

Pour mettre en évidence le fonctionnement du régulateur, supposons que la tension de la source change et passe à 30 V. Le courant Zener varie et devient :

$$I_Z = \frac{30 - V_Z}{1000}$$

Cela déplace les extrémités de la droite de charge à 30 mA et 30 V (figure 5.18b), et la nouvelle intersection est Q_2 . La comparaison entre Q_1 et Q_2 fait apparaître une augmentation du courant Zener mais une quasi-stabilité de la tension. Même si la tension de la source passe de 20 V à 30 V, la tension Zener reste approximativement 12 V. C'est le concept de base d'un régulateur de tension : la tension de sortie est pratiquement constante pour des variations importantes de la tension d'entrée.

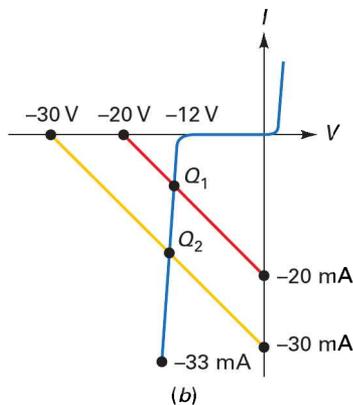


Figure 5.18
Droite de charge
d'un régulateur Zener.

5.8 Diodes électroluminescentes (LED)

L'**optoélectronique** est la technologie qui allie l'optique et l'électronique. Ce domaine comprend de nombreux composants utilisant la jonction *pn*. Les **diodes électroluminescentes** (DEL ou LED, *Light-Emitting Diode*), photodiodes et optocoupleurs sont des exemples. Notre étude commence avec les LED.

5.8.1 La diode électroluminescente

Les LED ont remplacé les lampes incandescentes dans beaucoup d'applications car elles ont une consommation énergétique plus basse, une plus petite taille, une commutation plus rapide et une plus longue durée de vie. La figure 5.19 présente les différentes parties d'une LED faible puissance standard. Comme une diode ordinaire, la LED a une anode et une cathode à polariser correctement. L'extérieur de l'emballage plastique a typiquement un méplat d'un côté qui indique le côté cathode de la LED. Le matériau utilisé pour la puce semi-conducteur va déterminer les caractéristiques des LED.

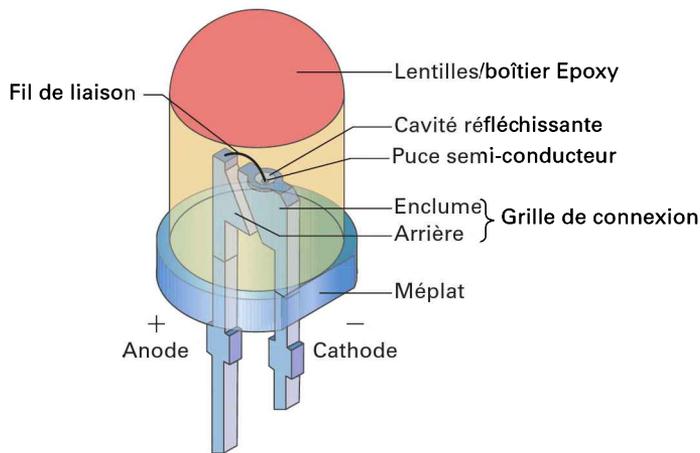


Figure 5.19
Les parties d'une LED

La figure 5.20a montre une source connectée à une résistance et une LED. Les flèches vers l'extérieur symbolisent la lumière irradiée. Dans une LED polarisée en direct, les électrons libres traversent la jonction pn et tombent dans des trous. Comme ces électrons chutent d'une énergie élevée à une plus basse, ils rayonnent de l'énergie sous forme de photons. Dans les diodes ordinaires, cette énergie rayonne sous forme de chaleur. Mais dans une LED, l'énergie rayonne sous forme de lumière. Cet effet est appelé l'**électroluminescence**.

La couleur de la lumière, qui correspond à l'énergie de la longueur d'onde des photons, est principalement déterminée par la bande interdite d'énergie des matériaux semi-conducteurs utilisés. En utilisant des matériaux comme le gallium, l'arsenic et le phosphore, un fabricant peut produire des LED qui rayonnent de la lumière rouge, vert, jaune, bleu, orange, blanche ou infrarouge (invisible). Les LED qui produisent des radiations visibles sont utiles comme voyants dans des applications comme les panneaux d'instrumentation, les routeurs Internet, etc. Les LED infrarouges ont des applications dans les systèmes de sécurité, les contrôles à distance, les systèmes de contrôle industriel, et d'autres domaines qui ont besoin de rayonnements invisibles.

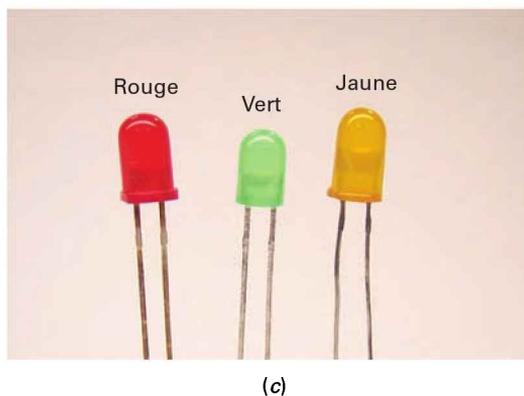
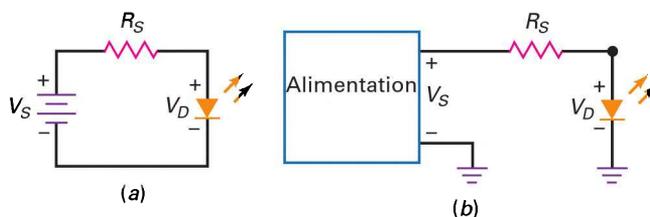


Figure 5.20
Indicateur lumineux.
(a) Circuit fondamental ;
(b) LED typiques.

5.8.2 Tension et courant d'une LED

La résistance dans le circuit de la figure 5.20*b* est la résistance classique de limitation de courant qui protège la diode contre des courants supérieurs à son courant maximal admissible. La tension de l'extrémité gauche est V_s , la tension de l'extrémité droite est V_D , la tension sur la résistance est la différence de ces deux tensions et loi d'Ohm donne le courant :

$$I_s = \frac{V_s - V_D}{R_s} \quad (5.13)$$

Pour la plupart des LED faible puissance disponibles, la chute de tension typique va de 1,5 V à 2,5 V pour des courants de l'ordre de 10 mA à 50 mA. La chute de tension exacte dépend du courant dans la LED, de la couleur émise, de la tolérance, etc. Sauf indication contraire, nous utiliserons dans ce manuel une chute de tension de 2 V pour le dépannage ou l'analyse de circuits LED faible puissance dans ce livre. La figure 5.20*c* présente des LED faible puissance typiques avec des boîtiers qui aident le rayonnement des différentes couleurs.

5.8.3 Luminosité des LED

La luminosité des LED dépend du courant qui la traverse. La quantité de lumière émise est souvent appelée *intensité lumineuse* I_v et est évaluée en candelas (cd). Les LED faible puissance sont généralement évaluées en millicandelas (mcd). Par exemple, la TLDR5400 est une LED rouge avec une chute de tension directe de 1,8 V et une valeur I_v de 70 mcd à 20 mA. L'intensité lumineuse tombe à 3 mcd pour un courant de 1 mA. Quand V_s est beaucoup plus grand que V_D dans la relation (5.13), la luminosité est approximativement constante. Si un circuit comme celui de la figure 5.20*b* est produit en masse avec une TLDR5400, la luminosité sera presque constante si V_s est beaucoup plus grand que V_D . Si V_s est seulement légèrement plus grand que V_D , on pourra remarquer une variation de brillance de la LED d'un circuit à un autre.

La meilleure méthode consiste à alimenter la LED par une source de courant ; le courant fourni étant constant, la luminosité est constante. Quand nous étudierons les transistors (ils fonctionnent en source de courant), nous verrons comment alimenter une LED avec un transistor.

5.8.4 Spécifications et caractéristiques des LED

Une fiche technique partielle de la LED rouge standard TLDR5400 5 mm T-1 $\frac{3}{4}$ est présentée dans la figure 5.21. Ce type de LED a des connecteurs traversants et peut être utilisé dans beaucoup d'applications.

La table des valeurs maximales absolues indique que le courant direct maximal I_F de la LED est 50 mA et que la tension inverse maximale est seulement 6 V. Pour étendre la durée de vie de ce composant, assurez-vous d'utiliser un facteur de sécurité adéquat. La valeur de puissance maximale est 100 mW à température ambiante de 25 °C et doit être diminuée à des températures plus élevées.

La table des caractéristiques optiques et électriques indique que cette LED a une intensité lumineuse typique I_v de 70 mcd à 20 mA qui chute à 3 mcd à 1 mA. Comme également spécifié dans la table, la longueur d'onde dominante de la LED rouge est 648 nm et l'intensité lumineuse chute environ de 50 % quand elle est vue sous un angle de 30°. Le graphique de l'intensité lumineuse relative en fonction du

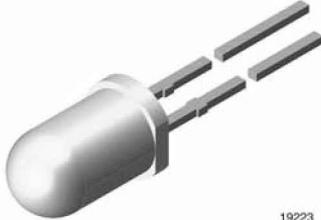


www.vishay.com

TLDR5400

Vishay Semiconductors

High Intensity LED, Ø 5 mm Tinted Diffused Package



19223

APPLICATIONS

- Bright ambient lighting conditions
- Battery powered equipment
- Indoor and outdoor information displays
- Portable equipment
- Telecommunication indicators
- General use

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

TLDR5400

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Reverse voltage ⁽¹⁾		V_R	6	V
DC forward current		I_F	50	mA
Surge forward current	$t_p \leq 10\text{ }\mu\text{s}$	I_{FSM}	1	A
Power dissipation		P_V	100	mW
Junction temperature		T_J	100	$^{\circ}\text{C}$
Operating temperature range		T_{amb}	- 40 to + 100	$^{\circ}\text{C}$

Note

⁽¹⁾ Driving the LED in reverse direction is suitable for a short term application

OPTICAL AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

TLDR5400, RED

PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Luminous intensity	$I_F = 20\text{ mA}$	I_V	35	70	-	mcd
Luminous intensity	$I_F = 1\text{ mA}$	I_V	-	3	-	mcd
Dominant wavelength	$I_F = 20\text{ mA}$	λ_d	-	648	-	nm
Peak wavelength	$I_F = 20\text{ mA}$	λ_p	-	650	-	nm
Spectral line half width		$\Delta\lambda$	-	20	-	nm
Angle of half intensity	$I_F = 20\text{ mA}$	φ	-	± 30	-	deg
Forward voltage	$I_F = 20\text{ mA}$	V_F	-	1.8	2.2	V
Reverse current	$V_R = 6\text{ V}$	I_R	-	-	10	μA
Junction capacitance	$V_R = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$	C_j	-	30	-	pF

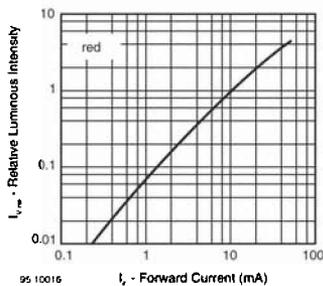


Fig. 6 - Relative Luminous Intensity vs. Forward Current

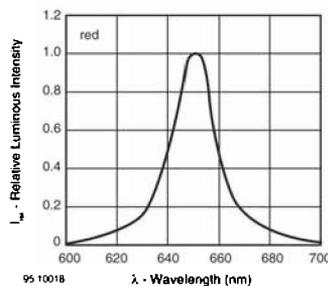


Fig. 4 - Relative Intensity vs. Wavelength

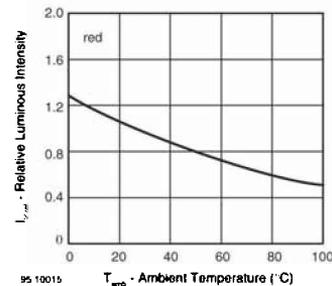


Fig. 8 - Relative Luminous Intensity vs. Ambient Temperature

courant direct montre l'effet du courant direct de la LED sur l'intensité lumineuse. Le graphique de l'intensité lumineuse relative en fonction de la longueur d'onde montre visuellement que l'intensité lumineuse atteint un pic pour une longueur d'onde d'environ 650 nm.

Que provoque une augmentation ou une diminution de la température ambiante de la LED ? Le graphique de l'intensité lumineuse relative en fonction de la température ambiante montre qu'une augmentation de la température ambiante a un effet négatif important sur la sortie lumineuse de la LED. Ceci devient important quand les LED sont utilisées dans des applications soumises à de grandes variations de température.

Question 5.12

La figure 5.22a montre un indicateur de polarité de la tension. Il est utilisé pour tester une tension continue de polarité inconnue. Si elle est positive, une lumière verte apparaît ; si elle est négative, c'est une lumière rouge. Quel est le courant approximatif dans les LED si la tension continue d'entrée est 50 V et la résistance en série 2,2 k Ω ?

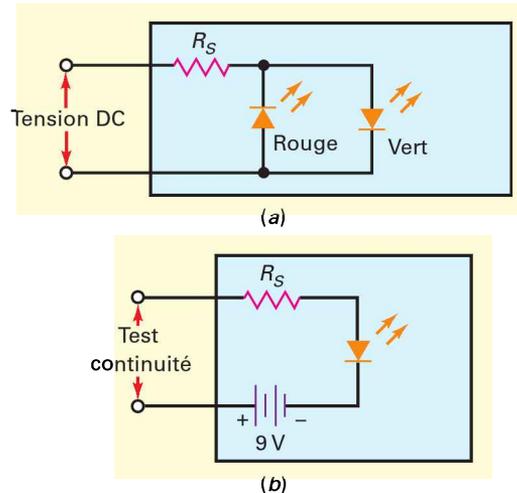


Figure 5.22
(a) Indicateur de polarité ;
(b) testeur de continuité.

Réponse En utilisant une chute de tension directe d'environ 2 V pour chaque LED, la relation (5.13) donne :

$$I_S = \frac{50 \text{ V} - 2 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega} = 21,8 \text{ mA}$$

III Multisim

Question 5.13

La figure 5.22b illustre un testeur de continuité. Après avoir éteint toutes les sources de puissance du circuit à tester, on utilise cet appareil pour vérifier la continuité des câbles, des connecteurs et des interrupteurs. Combien vaut le courant dans la LED si la résistance en série est 470 Ω ?

Réponse Quand les bornes de sortie sont en court-circuit (continuité), les 9 V de la pile interne donnent le courant I_S dans la LED :

$$I_S = \frac{9 \text{ V} - 2 \text{ V}}{470 \Omega} = 14,9 \text{ mA}$$

5.13 Avez-vous compris ? Sur la figure 5.22b, quelle valeur doit avoir la résistance série pour que le courant dans la LED soit de 21 mA ?

Question 5.14

Les LED sont souvent utilisées pour signaler la présence de tensions alternatives. La figure 5.23 montre une source AC branchée sur un indicateur à LED. En présence d'une tension alternative, la LED est parcourue par un courant pendant l'alternance positive. Pour les alternances négatives, la diode de redressement conduit et de ce fait protège la LED des tensions inverses trop élevées. Si la tension alternative de la source est $20 V_{\text{eff}}$ et la résistance série 680Ω , quel est le courant moyen dans la LED ? Calculez aussi la puissance moyenne dissipée dans la résistance en série.

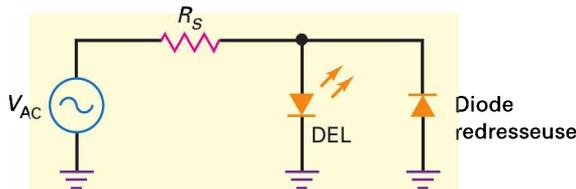


Figure 5.23
Indicateur de basses tensions alternatives.

Réponse Le courant dans la LED est un signal redressé simple alternance. La tension crête de la source est $1,414 \times 20 \text{ V}$, soit approximativement 28 V. En négligeant la chute de tension directe de la diode électroluminescente, le courant crête est environ :

$$I_s = \frac{28 \text{ V}}{680 \Omega} = 41,2 \text{ mA}$$

La valeur moyenne du courant simple alternance traversant la diode est donc :

$$I_s = \frac{41,2 \text{ mA}}{\pi} = 13,1 \text{ mA}$$

Négliger la chute de tension directe dans la figure 5.23 revient à dire que l'extrémité droite de la résistance en série est à la masse. La puissance dissipée est alors égale au carré de la tension de la source divisé par la valeur de la résistance, soit :

$$P = \frac{(20 \text{ V})^2}{680 \Omega} = 0,588 \text{ W}$$

Si la tension de la source (figure 5.23) augmente, la puissance dissipée dans la résistance peut augmenter de plusieurs watts. C'est un inconvénient car les résistances de puissance sont trop volumineuses et onéreuses pour beaucoup d'applications.

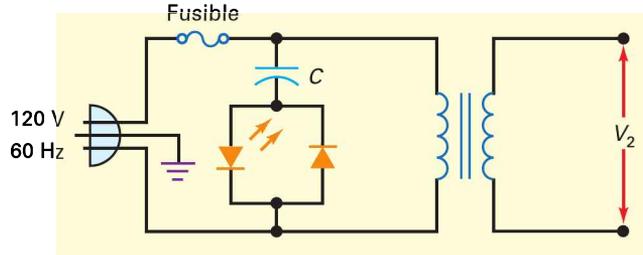
5.14 Avez-vous compris ? Si la tension AC d'entrée de la figure 5.23 est de 120 V et la résistance série de $2 \text{ k}\Omega$, déterminer le courant moyen dans la LED et la puissance dissipée par la résistance série.

Question 5.15

La figure 5.24 illustre l'indicateur lumineux de mise sous tension d'une alimentation. Le schéma est similaire à celui de la figure 5.23, sauf qu'il y a un

condensateur au lieu d'une résistance. Si sa capacité est égale à $0,68 \mu\text{F}$, quel est le courant moyen dans la LED ?

Figure 5.24
Indicateur de mise sous tension d'une alimentation.



Réponse Calculons la réactance de la capacité :

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi(60 \text{ Hz})(0,68 \mu\text{F})} = 3,9 \text{ k}\Omega$$

En négligeant la chute de tension dans les LED, le courant crête est environ :

$$I_s = \frac{170 \text{ V}}{3,9 \text{ k}\Omega} = 43,6 \text{ mA}$$

Le courant moyen est alors :

$$I_s = \frac{43,6 \text{ mA}}{\pi} = 13,9 \text{ mA}$$

Quel est l'avantage d'un condensateur par rapport à une résistance ? Puisque le courant dans le condensateur est déphasé de 90° , il n'y a pas de puissance consommée dans le condensateur. Si une résistance $3,9 \text{ k}\Omega$ avait été mise à la place, il y aurait eu une dissipation de puissance d'environ $3,69 \text{ W}$. La majorité des concepteurs préfèrent employer un condensateur, car il est plus petit et ne produit pas de chaleur.

Question 5.16

Que fait le circuit de la figure 5.25 ?

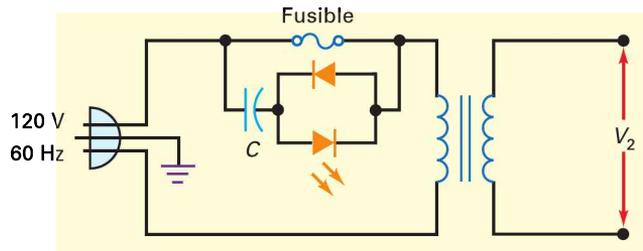


Figure 5.25
Indicateur d'état de fusible.

Réponse C'est un *indicateur d'état de fusible*. Si le fusible est bon, la LED est éteinte car il n'y a pas de tension à ses bornes. Si le fusible est grillé, une partie de la tension du secteur se retrouve sur la LED qui s'illumine.

5.8.5 Les LED haute puissance

Les niveaux de dissipation de puissance typiques des LED considérés jusqu'à maintenant sont chiffrés en milliwatts. Par exemple, la LED TLDR5400 a une

puissance maximale de 100 mW et fonctionne généralement à environ 20 mA avec une chute de tension directe typique de 1,8 V. Ceci conduit à une puissance dissipée de 36 mW.

Des LED haute puissance sont maintenant disponibles avec des valeurs de puissance continue d'1 W et plus. Ces LED de puissance peuvent fonctionner avec des centaines de milliampères jusqu'à plus d'1 A de courant. Un ensemble croissant d'applications sont développées comprenant l'éclairage intérieur, extérieur et avant des automobiles, l'éclairage interne et externe des bâtiments, ainsi que l'imagerie numérique et le rétroéclairage.

La figure 5.26 présente un exemple d'émetteur LED haute puissance qui utilise sa luminance élevée pour les applications directionnelles comme les spots et l'éclairage des espaces intérieurs. De tels LED utilisent des surfaces de puce semi-conducteur beaucoup plus grandes pour supporter les entrées haute puissance. Ce composant devant dissiper plus de 1 W, il est fondamental d'utiliser les techniques de montage appropriées pour dissiper la chaleur. Autrement, la LED tomberait en panne très rapidement.

L'efficacité d'une source de lumière est un facteur essentiel dans la plupart des applications. Une LED produisant à la fois lumière et chaleur, il est important d'évaluer la quantité de puissance électrique nécessaire pour produire la lumière en sortie. Le terme utilisé pour cela est l'efficacité lumineuse. L'**efficacité lumineuse** d'une source est le rapport du flux lumineux en sortie (lm) sur la puissance électrique (W) exprimé en lm/W.

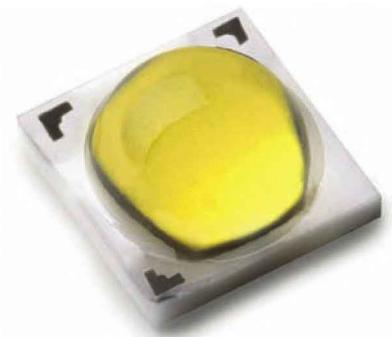


Figure 5.26
Émetteur haute puissance LUXEON TX.
Image reproduite avec l'autorisation de Philips Lumileds.

Product Selection Guide for LUXEON TX Emitters, Junction Temperature = 85°C

Table 1.

Base Part Number	Nominal ANSI CCT	Typical Performance Characteristics										
		Min CRI	Min Luminous Flux (lm)	Typical Luminous Flux (lm)			Typical Forward Voltage (V)			Typical Efficacy (lm/W)		
		700 mA	700 mA	350 mA	700 mA	1000 mA	350 mA	700 mA	1000 mA	350 mA	700 mA	1000 mA
LIT2-3070000000000	3000K	70	230	135	245	327	2.71	2.80	2.86	142	125	114
LIT2-4070000000000	4000K	70	250	147	269	360	2.71	2.80	2.86	155	137	126
LIT2-5070000000000	5000K	70	260	151	275	369	2.71	2.80	2.86	159	140	129
LIT2-5770000000000	5700K	70	260	151	275	369	2.71	2.80	2.86	159	140	129
LIT2-6570000000000	6500K	70	260	151	275	369	2.71	2.80	2.86	159	140	129
LIT2-2780000000000	2700K	80	200	118	216	289	2.71	2.80	2.86	124	110	101
LIT2-3080000000000	3000K	80	210	124	227	304	2.71	2.80	2.86	131	116	106
LIT2-3580000000000	3500K	80	220	130	238	319	2.71	2.80	2.86	137	121	112
LIT2-4080000000000	4000K	80	230	136	247	331	2.71	2.80	2.86	143	126	116
LIT2-5080000000000	5000K	80	230	135	247	332	2.71	2.80	2.86	142	126	116

Notes for Table 1:

1. Philips Lumileds maintains a tolerance of $\pm 6.5\%$ on luminous flux and ± 2 on CRI measurements.

La figure 5.27 présente un extrait de table pour les émetteurs haute puissance LUXEON TX avec leurs caractéristiques typiques de performance. Notez que les caractéristiques de performances sont données pour 350 mA, 700 mA et 1 000 mA. Avec un courant test de 700 mA, l'émetteur LIT2-3070000000000 a un flux lumineux typique en sortie de 245 lm. À ce niveau de courant direct, la chute de tension directe typique est 2,80 V. La puissance dissipée est donc $P_D = I_F \times V_F$ = 700 mA \times 2,80 V = 1,96 W. La valeur de l'efficacité de cet émetteur serait :

$$\text{Efficacité} = \frac{245 \text{ lm}}{1,96 \text{ W}} = 125 \text{ lm/W}$$

Figure 5.27
Fiche technique partielle des émetteurs LUXEON TX.
Image reproduite avec l'autorisation de Philips Lumileds

À titre de comparaison, l'efficacité lumineuse d'une ampoule à incandescence est 16 lm/W et une ampoule fluorescente compacte a une valeur typique de 60 lm/W. Quand on examine l'efficacité globale de ces types de LED, il est important de noter que des circuits électroniques, appelés *drivers*, sont nécessaires pour contrôler le courant des LED et la lumière en sortie. Ces drivers utilisant aussi de la puissance électrique, l'efficacité du système global est réduite.

5.9 Autres composants optoélectroniques

En plus des LED standards faible et haute puissance, il y a beaucoup d'autres composants optoélectroniques qui sont fondés sur l'action des photons d'une jonction *pn*. Ces composants sont utilisés pour fournir, détecter et contrôler la lumière dans une très grande quantité d'applications électroniques.

La figure 5.28c présente un afficheur 7-segments existant avec des broches à insérer dans un boîtier ou souder dans une carte circuit imprimé. Notez le segment point supplémentaire pour la virgule décimale.

Bon à Savoir

Le principal inconvénient d'une diode DEL, c'est qu'elle nécessite un courant beaucoup plus important qu'une diode classique, ou d'autres systèmes de visualisation.

Le plus souvent les DEL fonctionnent en mode pulsé : on les allume et on les éteint très rapidement.

Ce clignotement rapide n'apparaît pas à l'œil. Cela permet toutefois de réduire fortement la consommation de courant et évite ainsi d'utiliser des alimentations puissantes et coûteuses.

5.9.1 L'afficheur sept segments

Un **afficheur sept segments** est représenté par la figure 5.28a ; il contient sept LED rectangulaires (de A à G) appelées *segments*. La figure 5.28b illustre le schéma de l'afficheur ; les résistances extérieures limitent les courants aux valeurs nécessaires. En reliant une ou plusieurs résistances à la masse, on peut afficher tous les chiffres entre 0 et 9. Par exemple, en mettant à la masse A, B et C, on obtient un 7 ; A, B, C, D et G donnent un 3.

L'afficheur peut aussi représenter les lettres majuscules A, C, E, F et les minuscules b et d. Les utilisateurs de microprocesseurs utilisent souvent l'afficheur sept segments pour afficher tous les chiffres depuis 0 jusqu'à 9, et A, b, C, d, E, F.

Sur la figure 5.28b, l'afficheur est du type **anode commune** car toutes les anodes sont connectées entre elles ; il existe aussi le type **cathode commune** où ce sont les cathodes qui sont reliées. La figure 5.28c présente un afficheur 7-segments existant avec des broches à insérer dans un boîtier ou souder dans une carte circuit imprimé. Notez le segment point supplémentaire pour la virgule décimale.

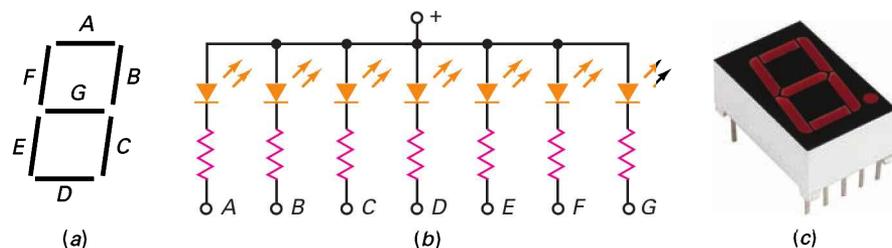


Figure 5.28
Afficheur sept segments.
(a) Répartition physique des segments ;
(b) schéma.
(c) afficheur existant avec point décimal.
Avec l'autorisation de Fairchild Semiconductor.

5.9.2 La photodiode

Nous avons vu précédemment que la composante du courant inverse d'une diode est créée par les porteurs minoritaires. Ils existent car l'énergie thermique a enlevé des électrons de leur orbite de valence pour en faire des paires électron-trou. La

durée de vie des porteurs minoritaires est faible, mais suffisante pour fournir une contribution au courant inverse.

Quand de l'énergie lumineuse bombarde une jonction *pn*, elle peut arracher des électrons de valence. Plus la lumière frappe la jonction, plus le courant inverse est important. Une **photodiode** est optimisée pour être sensible à la lumière. Une fenêtre dans le boîtier permet à la lumière de pénétrer jusqu'à la jonction. La lumière entrante produit alors des trous et des électrons libres ; plus elle est intense, plus le courant inverse est important.

La figure 5.29 montre le symbole d'une photodiode, les flèches symbolisent la lumière incidente. Il est indispensable que la source et la résistance polarisent la diode en inverse. Plus la lumière incidente devient forte, plus le courant inverse croît ; avec les photodiodes classiques, il est de l'ordre de la dizaine de microampères.

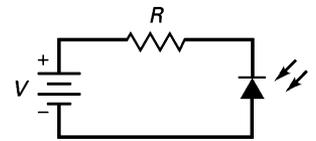


Figure 5.29
La lumière incidente augmente le courant inverse dans la photodiode.

5.9.3 L'optocoupleur

Un optocoupleur (aussi appelé *optoisolateur*) associe une LED et une photodiode dans le même boîtier (figure 5.30). La diode électroluminescente est à l'entrée et la photodiode à la sortie. La source de tension de gauche et la résistance associée établissent un courant dans la LED. Quand la lumière produite atteint la photodiode, elle engendre un courant inverse dans le circuit de sortie et une tension sur la résistance de sortie. La tension de sortie est égale à la tension de la source moins la tension apparue sur la résistance.

Quand la tension d'entrée varie, la quantité de lumière émise varie et la tension de sortie évolue comme la tension d'entrée. C'est pour cela que l'association d'une LED et d'une photodiode est appelée **optocoupleur**, elle relie un signal d'entrée à un signal de sortie.

L'avantage essentiel d'un optocoupleur est l'isolation électrique entre l'entrée et la sortie, leur seul contact est un faisceau lumineux. Il est donc possible de réaliser une résistance d'isolation entre les deux parties de plusieurs milliers de mégohms. De telles isolations sont utiles dans les applications très hautes tensions pour lesquelles les différences de potentiel entre l'entrée et la sortie peuvent être de plusieurs milliers de volts.

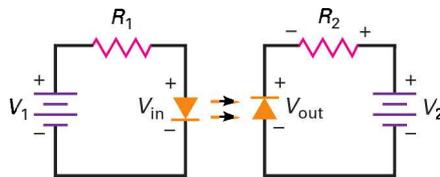


Figure 5.30
Optocoupleur, l'association d'une LED et d'une photodiode.

5.9.4 La diode laser

Dans une LED, les électrons libres émettent de la lumière quand ils passent d'un état d'énergie supérieur à un état d'énergie inférieur. Ce passage se fait continuellement et de façon aléatoire ; les ondes lumineuses obtenues ont une phase comprise entre 0° et 360° . Le rayonnement qui en résulte présente beaucoup de phases différentes ; c'est un *rayonnement incohérent*, les LED donnent une lumière incohérente.

Une **diode laser** est différente, elle produit une *lumière cohérente*. Cela veut dire que toutes les ondes lumineuses sont *en phase les unes avec les autres*. Le

principe de base d'une diode laser est d'utiliser une cavité résonante entre deux miroirs pour amplifier l'émission d'ondes lumineuses ayant la même fréquence et la même phase. À cause de la résonance, une diode laser produit un faisceau lumineux très étroit, très intense, focalisé et pur.

Les diodes laser, parfois appelées *lasers semi-conducteurs*, produisent de la lumière visible (rouge, vert ou bleu) et invisible (infrarouge). Elles sont utilisées dans les produits grand public et dans les télécommunications. On les trouve dans les lecteurs de disques compacts (CD) et de DVD, et dans les imprimantes laser. Dans les communications larges bandes, associées aux câbles en fibres optiques, elles contribuent à accroître la rapidité d'Internet.

Un *câble en fibre optique* est analogue à un câble électrique sauf que la tresse est en minces fibres flexibles de verre ou de plastique qui transmettent de la lumière au lieu des électrons libres. L'avantage est qu'il y a beaucoup plus d'informations transmises dans un câble optique que dans un câble de cuivre.

De nombreuses applications ont été mises en œuvre avec des diodes laser, notamment dans le domaine de l'infrarouge comme les télécommandes d'équipements audiovisuels, les systèmes de sécurité, les capteurs et les senseurs, etc.

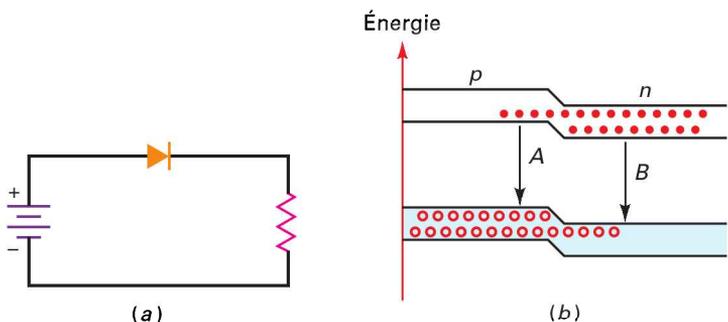
5.10 La diode Schottky

Lorsque la fréquence augmente, le fonctionnement des petites diodes de redressement commence à se détériorer. Elles ne sont plus capables de se bloquer assez rapidement pour produire un signal simple alternance bien défini. La solution à ce problème est la *diode Schottky*. Avant de décrire cette diode particulière, regardons le problème qui se présente avec une diode de redressement ordinaire.

5.10.1 Stockage de charge

La figure 5.31a montre une diode petit signal et la figure 5.31b illustre ses bandes d'énergie. On voit que des électrons de la bande de conduction traversent la jonction pour se propager dans la région *p* avant de se recombiner (trajet A). Symétriquement, des trous traversent la jonction et se propagent dans la région *n* avant de se recombiner (trajet B). Plus la durée de vie est importante, plus les charges peuvent aller loin avant de disparaître.

Figure 5.31
Charge stockée.
(a) La polarisation directe donne une charge stockée ;
(b) charges stockées dans les bandes d'énergie supérieure et inférieure.



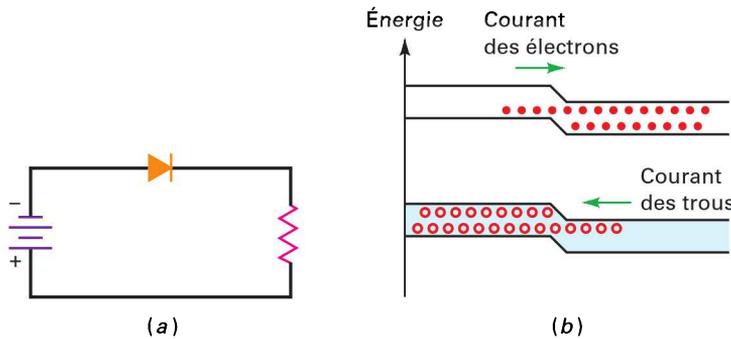
Par exemple, si la durée de vie est $1 \mu\text{s}$, les électrons libres et les trous existent en moyenne pendant une microseconde avant que la recombinaison intervienne. Ce temps permet aux électrons libres de pénétrer profondément dans la région *p* où ils sont stockés dans la bande d'énergie supérieure, et aux trous de pénétrer dans la région *n* où ils sont stockés dans la bande d'énergie inférieure.

Plus le courant direct est important, plus le nombre de charges qui passent la jonction est grand. Plus la durée de vie est importante, plus la pénétration est profonde et plus ces charges restent longtemps dans leur bande d'énergie. La charge temporaire due aux électrons libres de la bande supérieure et la charge temporaire due aux trous de la bande inférieure est appelée *charge stockée*.

5.10.2 Courant inverse provoqué par la charge stockée

Quand on veut faire basculer la diode de ON (la jonction est passante) à OFF (la jonction est bloquée), la charge stockée crée un problème. Pourquoi ? Parce que la soudaine inversion de la polarisation déplace les charges dans l'autre sens pendant un certain temps. Plus la durée de vie est longue, plus ces charges contribuent au courant inverse.

Par exemple, soit une diode polarisée en direct soudainement polarisée en inverse (figure 5.32a). Un courant inverse important existe pendant un certain temps, dû au déplacement des charges stockées (figure 5.32b). Il existera tant qu'elles traverseront la jonction ou se recombineront.



Bon à Savoir

Les diodes Schottky sont des composants à courant élevé, capables de commuter très rapidement des courants qui les traversent pouvant atteindre 50 A. Il faut aussi savoir que ces diodes ont des plages de tensions d'avalanche plus faibles que celles des jonctions *pn* des diodes de redressement classiques.

Figure 5.32
Les charges stockées donnent un bref courant inverse. (a) Brusque inversion de la tension de polarisation ; (b) déplacement des charges stockées en sens inverse.

5.10.3 Temps de recouvrement inverse

Le temps nécessaire à une diode pour se bloquer s'appelle *temps de recouvrement inverse*, il est noté t_{RR} . Ses conditions de mesure varient d'un constructeur à l'autre. Comme repère, t_{RR} est le temps nécessaire pour que le courant inverse atteigne 10 % du courant direct.

Par exemple, pour la diode 1N4148, t_{RR} est égal à 4 ns. Si cette diode parcourue par un courant direct de 10 mA est brusquement polarisée en inverse, il lui faudra environ 4 ns pour que son courant inverse diminue jusqu'à environ 1 mA. Le temps de recouvrement inverse est si court dans les diodes petit signal que ses effets sont ignorés jusqu'aux environs de 10 MHz. C'est seulement pour des fréquences bien supérieures à cette valeur qu'il faut tenir compte de t_{RR} .

5.10.4 Faible redressement aux hautes fréquences

Quel effet a le temps de recouvrement inverse sur le redressement ? Regardons le redresseur simple alternance de la figure 5.33a. Aux basses fréquences, la sortie est une simple alternance redressée ; au-delà du mégahertz, le signal de sortie se déforme et ressemble au modèle de la figure 5.33b. Une conduction inverse (appelée *queue*) apparaît au début de chaque demi-alternance inverse.

Le problème intervient lorsque le temps de recouvrement inverse couvre une partie significative de la période, autorisant une conduction pendant la première

partie de l'alternance négative du signal. Par exemple, si t_{RR} vaut 4 ns et la période 50 ns, la première partie du cycle négatif présente une queue illustrée par la figure 5.33b. Si la fréquence continue à augmenter, le redresseur devient inutilisable.

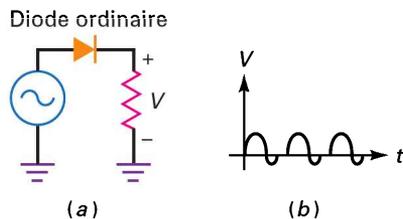


Figure 5.33

Les charges stockées perturbent le redressement aux hautes fréquences.

(a) Circuit de redressement avec une diode petit signal ordinaire ;
(b) une queue apparaît sur l'alternance négative aux hautes fréquences.

5.10.5 Élimination de la charge stockée

Une solution au problème précédent est une diode spéciale appelée **diode Schottky**. Cette sorte de diode utilise un métal tel que l'or, l'argent ou le platine d'un côté de la jonction et du silicium dopé (généralement de type n) de l'autre côté. À cause de la présence du métal sur l'un des côtés de la jonction, la diode Schottky n'a pas de zone déplétée et cette absence fait qu'il n'y a *pas de charges stockées à la jonction*.

Quand la diode n'est pas polarisée, les électrons libres du côté n sont sur des orbites plus petites que les électrons du métal. La différence entre les orbites, appelée la *barrière de Schottky*, est de l'ordre de 0,25 V. Quand la diode est polarisée en direct, les électrons du côté n gagnent assez d'énergie pour franchir la barrière et entrer dans le métal en donnant un courant notable. Puisque le métal ne possède pas de trous, il n'y a pas de charge stockée et pas de temps de recouvrement inverse.

5.10.6 La diode à porteurs chauds

La diode Schottky est parfois appelée *diode à porteurs chauds*. Ce nom vient du fait que la polarisation directe amène l'énergie des électrons du côté n à un niveau supérieur à celui des électrons du métal. Cet accroissement d'énergie a inspiré le nom de *porteurs chauds* pour les électrons du côté n . Aussitôt qu'ils traversent la jonction, ils tombent dans le métal qui présente une bande de conduction plus basse.

5.10.7 Commutation rapide

L'absence de charge stockée signifie que la diode Schottky peut commuter beaucoup plus rapidement qu'une diode ordinaire. En fait, elle peut fonctionner à des fréquences supérieures à 300 MHz. Quand elle est utilisée dans un circuit tel que celui de la figure 5.34a, elle produit un signal redressé parfait (figure 5.34b), même à de telles fréquences.

La figure 5.34a contient le symbole graphique de la diode Schottky. Remarquons la forme de la cathode, elle ressemble à un S comme pour *Schottky* (c'est comme cela que l'on s'en souvient).

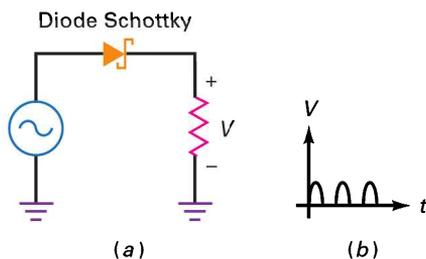


Figure 5.34

Élimination de la queue en H.F. par la diode Schottky.

(a) Circuit avec la diode Schottky ;
(b) signal redressé à 300 MHz.

5.10.8 Applications

L'application la plus importante des diodes Schottky se trouve dans les ordinateurs. Leur rapidité est proportionnelle à la vitesse à laquelle leurs diodes et leurs transistors commutent. C'est pour cela qu'ils utilisent les diodes Schottky et qu'elles sont devenues la base des logiques Schottky basses puissances, un type de composants numériques largement utilisé.

Pour terminer, la diode Schottky présente une barrière de potentiel de seulement 0,25 V au lieu des 0,7 V de la diode en deuxième approximation. Dans les montages à faibles tensions d'alimentation, cette chute de tension directe plus petite est un avantage.

5.11 La diode à capacité variable

La **diode à capacité variable** (aussi appelée *capacité variable en tension*, *varicap*, *varactor*, *épicap* ou *diode d'accord*) est très largement utilisée dans les récepteurs FM, télévision, et autres équipements de communication à cause de son utilité dans l'accord électronique.

5.11.1 Concept fondamental

D'après la figure 5.35a, une zone déplétée est située entre une région p et une région n . Les zones p et n sont assimilables aux armatures d'un condensateur et la zone déplétée à l'isolant. Quand la diode est polarisée en inverse, la largeur de la zone déplétée augmente avec la tension inverse. De ce fait, la capacité diminue ; c'est équivalent à un déplacement des armatures du condensateur. L'idée fondamentale est que cette capacité est commandée par une tension.

5.11.2 Circuit équivalent et symbole

La figure 5.35b montre le circuit équivalent d'une diode polarisée en inverse. Tant que le signal utilisé est alternatif, la diode à capacité variable se comporte comme un condensateur variable mécaniquement. Son symbole graphique se trouve sur la figure 5.35c. L'insertion d'un condensateur en série avec la diode est un moyen de se rappeler qu'elle est optimisée pour ses propriétés de capacité variable.

5.11.3 La capacité décroît en fonction de la tension inverse

La figure 5.35d montre l'évolution de la capacité en fonction de la tension inverse. Le graphique représente une diminution de la capacité quand la tension inverse augmente.

Comment la diode à capacité variable est-elle utilisée ? Elle est mise en parallèle avec une inductance pour former un circuit résonant parallèle. Ce circuit présente une impédance maximale à une seule fréquence appelée *fréquence de résonance*. Si la polarisation inverse de la diode est modifiée, la fréquence de résonance est elle aussi changée. C'est le principe de base de la sélection électronique d'une station radio ou d'une chaîne TV.

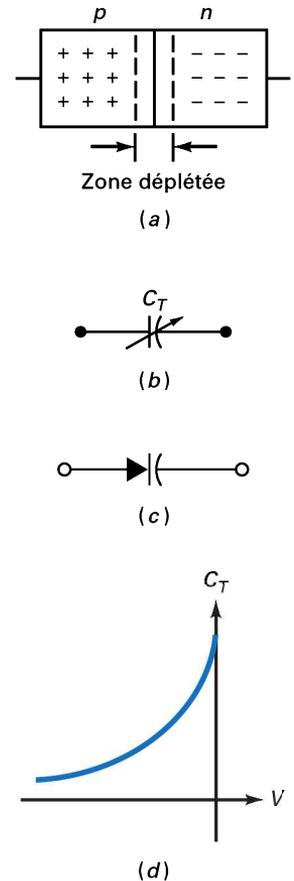


Figure 5.35
Diode à capacité variable.
(a) Les régions dopées sont assimilables aux armatures d'un condensateur séparées par un diélectrique ;
(b) circuit équivalent AC ;
(c) symbole graphique ;
(d) capacité en fonction de la tension inverse.

5.11.4 Caractéristiques d'une diode à capacité variable

La capacité étant commandée par une tension, les diodes à capacité variable ont remplacé les condensateurs variables mécaniquement dans beaucoup d'applications telles que les récepteurs TV ou les autoradios. Les fiches techniques donnent différentes valeurs de capacité mesurées à diverses tensions inverses, généralement entre -3 V et -4 V . La figure 5.36 montre une fiche technique partielle de la diode varactor MV209. On peut y lire une capacité C_T de 29 pF à -3 V .

En plus de cette valeur unique, on indique une plage de variation en fonction d'une gamme de tension. Par exemple, en plus des 29 pF , la fiche technique de la diode MV209 montre un rapport de variation 5/1 pour une plage de tension comprise entre -3 V et -25 V . La capacité diminue de 29 pF à 6 pF quand la tension inverse passe de -3 V à -25 V .

Device	C_T , Diode Capacitance (pF) $V_R = 3,0\text{ Vdc}$, $f = 1,0\text{ MHz}$			Q, Figure of Merit $V_R = 3,0\text{ Vdc}$, $f = 50,0\text{ MHz}$	$C_{R'}$, Capacitance Ratio C_3/C_{25} $f = 1,0\text{ MHz}$ (Note 1)	
	Min	Mom	Max	Min	Min	Max
MMBV109LT1, MV209	26	29	32	200	5,0	266,5

1. $C_{R'}$ is the ratio of C_T measured at 3 Vdc divided by C_T measured at 25 Vdc .

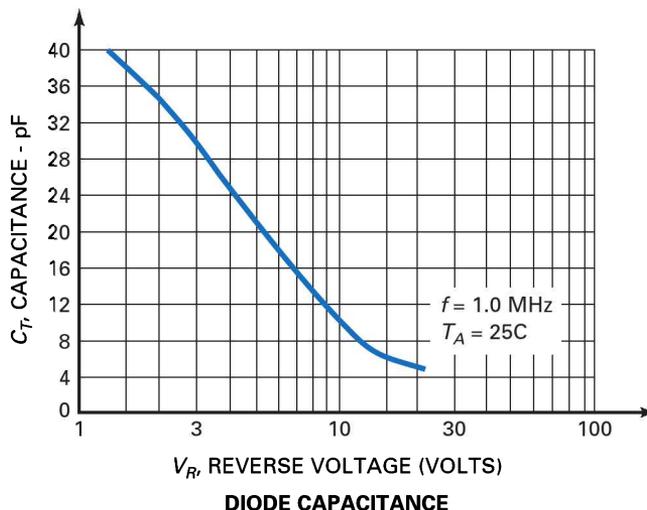


Figure 5.36
Fiche technique partielle
de la diode varactor MV209
Image reproduite
avec l'autorisation de
SCILLC dba ON Semiconductor.

La variation de la capacité dépend du profil de dopage de la jonction. La figure 5.37a montre le profil de dopage d'une *jonction abrupte* (diode ordinaire) ; il apparaît un dopage uniforme de part et d'autre de la jonction, la plage de variation de la capacité de la jonction abrupte varie entre 3/1 et 4/1.

Afin d'obtenir des variations plus importantes, certaines diodes à capacité variable ont une *jonction hyperabrupte*. La figure 5.37b représente le profil de dopage de ce type de jonction. Nous voyons que la valeur du dopage augmente au voisinage de la jonction. Les dopages importants donnent une zone déplétée très étroite et par conséquent une grande capacité. En plus, la variation de la tension inverse a un effet plus important sur l'évolution de la capacité. Une diode à capacité variable hyperabrupte possède une plage de variation d'environ 10/1 suffisante

pour une radio AM (modulation d'amplitude) réglée en OM (ondes moyennes) dont la fréquence varie entre 535 kHz et 1 605 kHz. (Remarque : une plage 10/1 est suffisante car la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la racine carrée de la capacité.)

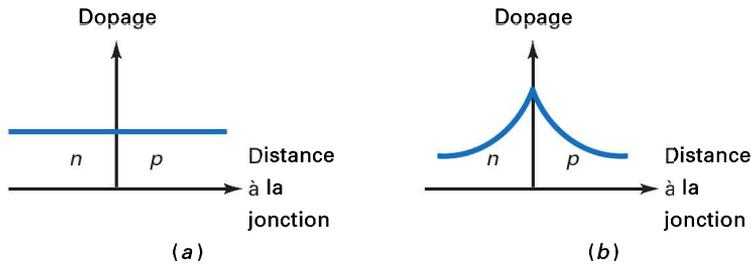


Figure 5.37
Profils de dopages.
(a) Jonction abrupte ;
(b) jonction hyperabrupte.

Question 5.17

Que fait le circuit de la figure 5.38a ?

Réponse Le transistor est un composant semi-conducteur qui se comporte comme une source de courant. D'après la figure 5.38a, le transistor injecte un nombre fixé de milliampères dans le circuit résonant LC. Une tension continue négative polarise la diode en inverse, sa variation entraîne une variation de la fréquence de résonance du circuit LC.

En régime AC, le circuit équivalent est représenté par la figure 5.38b. Le condensateur de liaison joue le rôle d'un court-circuit. La source de courant alternatif commande la résonance du circuit et la diode se comporte comme une capacité variable. La fréquence de résonance est modifiée en changeant la tension continue. C'est le principe de base de l'accord (réglage des chaînes) en radio et en télévision.

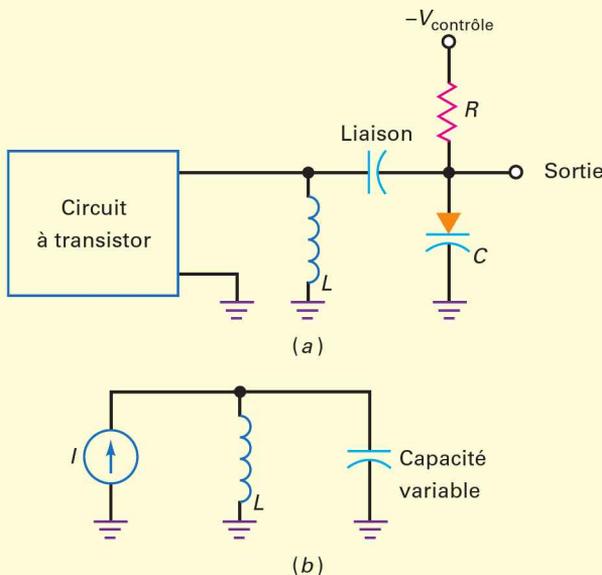


Figure 5.38
Circuits résonants accordables par diode à capacité variable.
(a) Circuit LC alimenté par transistor (source de courant) ;
(b) circuit équivalent AC.

5.12 Autres diodes particulières

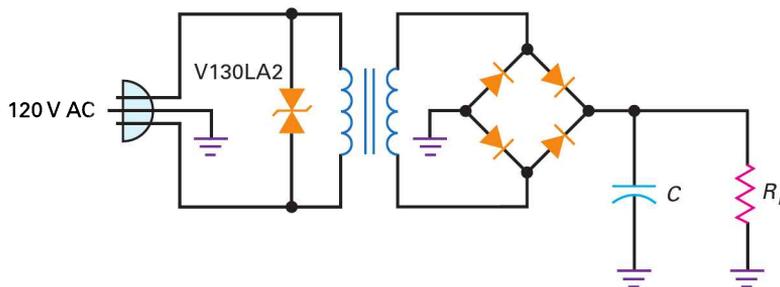
En plus des diodes déjà envisagées, il existe d'autres diodes spéciales que vous devez connaître ; parce qu'elles sont très particulières, seule une brève description en sera donnée.

5.12.1 Varistors

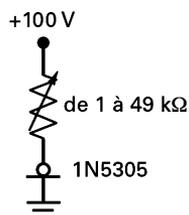
Surtensions, défauts de puissance, régimes transitoires perturbent la tension du réseau en superposant des microcoupures et des pics sur les $120 V_{\text{eff}}$. Les *microcoupures* sont des baisses importantes de tension pendant plusieurs microsecondes ou moins. Les *pics* sont des surtensions très brèves, jusqu'à 2000 V ou plus. Dans certains équipements, des filtres sont placés entre le secteur et le primaire du transformateur pour éliminer les problèmes des régimes transitoires.

Un des composants utilisés pour filtrer est le **varistor** (parfois appelé *suppresseur de transitoire*). Ce composant semi-conducteur est semblable à deux diodes Zener en tête-bêche avec une grande tension de claquage dans les deux sens. Les varistors commercialisés ont des tensions de claquage comprises entre 10 V et 1 000 V et ils peuvent supporter des surintensités transitoires de plusieurs centaines à plusieurs milliers d'ampères.

Par exemple, la diode V130LA2 est un varistor ayant pour tension de claquage 184 V (équivalent à $130 V_{\text{eff}}$) et une gamme de courant pic de 400 A. Sa connexion au primaire d'un transformateur, comme le montre la figure 5.39a, vous enlève les soucis des surtensions, elle écrête tout ce qui dépasse le niveau 184 V et protège votre alimentation.



(a)



(b)

Figure 5.39

(a) Varistor protégeant le primaire des transitoires du réseau ;
(b) diode à courant constant.

5.12.2 Diodes à courant constant

Il y a des diodes qui fonctionnent exactement à l'opposé des diodes Zener. Au lieu de maintenir une tension constante, ces diodes donnent un courant constant. Connues

sous le nom de diodes *régulateurs de courant* ou **diodes à courant constant**, elles gardent le même courant quand la tension change. Par exemple, la diode à courant constant 1N5305 a un courant nominal de 2 mA pour une gamme de tension allant de 2 V à 100 V. La figure 5.39b représente le symbole graphique de la diode qui maintient le courant constant à 2 mA, la charge variant de 1 k Ω à 49 k Ω .

5.12.3 Diodes de recouvrement

Les **diodes de recouvrement**, ou encore diodes *step recovery*, possèdent un profil de dopage très particulier (figure 5.40a). La densité des porteurs diminue près de la jonction ; cette distribution très peu courante est la cause du phénomène de *recouvrement inverse*.

La figure 5.40b donne son symbole graphique. Pendant l'alternance positive, la conduction se fait comme pour la diode classique. Au cours de l'alternance négative, un courant inverse existe pendant un certain temps à cause de la charge stockée, puis disparaît brutalement.

La figure 5.40c illustre la forme de la tension de sortie. C'est comme si la diode conduisait en inverse et se bloquait brutalement ; c'est pour cela que l'on nomme aussi ce composant la diode *snap off*. La soudaine variation de courant est riche en harmoniques, et après filtrage elle donne un signal sinusoïdal de très haute fréquence (les *harmoniques* sont des multiples de la fréquence d'entrée comme $2f_{in}$, $3f_{in}$, $4f_{in}$). C'est pour cela que la diode de recouvrement est très utile pour les multiplicateurs de fréquence, circuits dont la fréquence de sortie est un multiple de la fréquence d'entrée.

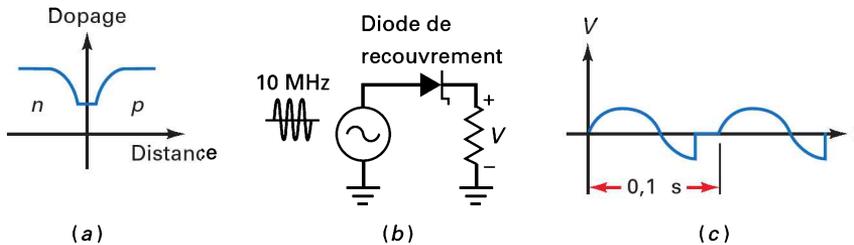


Figure 5.40
Diode de recouvrement.
(a) Profil de dopage ;
(b) circuit redresseur d'un signal d'entrée AC ;
(c) production d'un signal riche en harmoniques.

5.12.4 Diodes inverses

Les diodes Zener ont normalement leur tension de claquage au-delà de 2 V inverse. En augmentant le dopage, l'effet Zener peut intervenir au voisinage de 0 V. La conduction directe se produit toujours pour 0,7 V, mais la conduction inverse (claquage) apparaît approximativement vers -0,1 V.

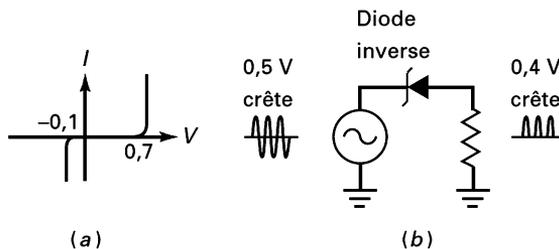


Figure 5.41
Diode inverse.
(a) Claquage inverse à -0,1 V ;
(b) circuit de redressement d'un faible signal.

Une diode dont la caractéristique ressemble à la figure 5.41a s'appelle une **diode inverse** (*back diode*) car elle conduit mieux en inverse qu'en direct. La figure 5.41b montre une sinusoïde de tension crête 0,5 V appliquée sur une

diode inverse et une résistance de charge (le symbole de la diode Zener est utilisé pour la diode inverse). Les 0,5 V ne sont pas suffisants pour rendre la diode conductrice en direct, mais le sont pour obtenir le claquage inverse. De ce fait, le signal de sortie est un signal simple alternance de tension crête 0,4 V (figure 5.41b).

Les diodes inverses sont utilisées occasionnellement pour redresser de faibles signaux dont l'amplitude est comprise entre 0,1 V et 0,7 V.

5.12.5 Diodes tunnel

En augmentant le dopage d'une diode inverse, le claquage inverse se produit à 0 V. En outre, les dopages très importants distordent la caractéristique $I(V)$, comme le montre la figure 5.42a. Une diode de ce type s'appelle **diode tunnel**.

Le symbole graphique de la diode tunnel se trouve sur la figure 5.42b, elle possède une **résistance négative**. Cela veut dire qu'un accroissement de la tension directe entraîne une diminution du courant direct, au moins dans la partie de la caractéristique comprise entre V_P et V_V . Cette résistance négative est utile pour des circuits hautes fréquences appelés *oscillateurs*. Ils sont capables de créer un signal sinusoïdal comme celui d'un alternateur. Mais, contrairement à ce dernier qui transforme de l'énergie mécanique en signal électrique, l'oscillateur convertit de l'énergie DC. Au chapitre 23, nous verrons comment réaliser des oscillateurs.

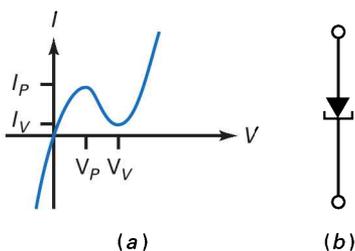


Figure 5.42
Diode tunnel.
(a) Claquage inverse à 0 V ;
(b) symbole graphique.

5.12.6 Diodes PIN

Une **diode PIN** est un composant semi-conducteur qui se comporte comme une résistance variable aux fréquences RF et aux micro-ondes. La figure 5.43a illustre l'organisation interne d'une telle diode qui consiste en une couche de semi-conducteur intrasec pur, I, insérée entre une couche semi-conductrice de type P et une couche de type N ; comme un sandwich. La figure 5.43b montre le symbole d'une diode PIN.

Lorsque la diode est en direct, elle se comporte comme une résistance contrôlée par un courant. La figure 5.43c présente la courbe caractéristique d'une diode PIN. On y voit que la résistance série R_S décroît lorsque le courant direct I_F augmente. En mode inverse, la diode PIN se comporte comme une capacité fixe. Cette caractéristique est très utilisée en RF et en micro-ondes, notamment dans les circuits de modulation.

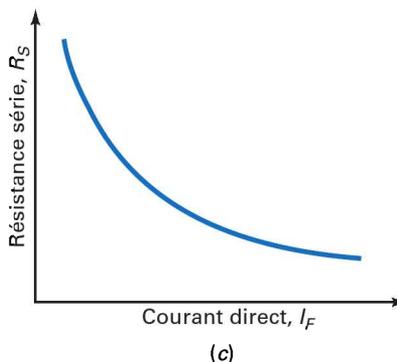


Figure 5.43
Diode PIN.
(a) organisation interne ;
(b) symbole ;
(c) variation caractéristique de la résistance série.

5.12.7 Tableau des composants

L'encart *À retenir* 5.3 synthétise toutes les diodes spéciales vues dans ce chapitre. La diode Zener est utile pour les régulateurs de tension, la LED comme un indicateur de tension DC ou AC, l'afficheur sept segments dans les instruments de mesure, etc. Vous devez étudier cet encart et retenir les idées qu'il contient.

À RETENIR 5.3 – Tableau récapitulatif des composants

Composant	Principe	Applications
Diode Zener	Fonctionne au claquage	Régulateurs de tension
LED	Émet de la lumière incohérente	Indicateurs DC ou AC
Afficheur 7-segments	Affiche des nombres	Instruments de mesure
Photodiode	Courant de porteurs minoritaires produit par la lumière	Détecteurs de lumière
Optocoupleur	Associe LED et photodiode	Isolateurs entrée/sortie
Diode laser	Émet de la lumière cohérente	Lecteurs CD, communications larges bandes
Diode Schottky	Pas de charge stockée	Redresseurs HF (300 MHz)
Varactor	Fonctionne en capacité variable	Tuners TV et récepteurs
Varistor	Claque dans les deux sens	Protection contre les surtensions du réseau
Diode régulateur de courant	Maintient un courant constant	Régulateurs de courant
Diode de recouvrement	Cassure de la conduction inverse	Multiplicateurs de fréquence
Diode inverse	Conduit mieux en inverse	Redresseurs faibles signaux
Diode tunnel	Possède une résistance négative	Oscillateurs HF
Diode PIN	Résistance contrôlée	Communications micro-ondes

Réviser

Résumé

5.1 La diode Zener

C'est une diode spéciale optimisée pour fonctionner en claquage inverse. On l'utilise principalement dans les régulateurs de tension (circuits qui maintiennent une tension de sortie constante). Idéalement, une diode Zener est assimilable à une source parfaite. En deuxième approximation, il y a une résistance série qui donne une petite tension supplémentaire.

5.2 Le régulateur Zener chargé

Quand une diode Zener est en parallèle avec une charge résistive, le courant dans la résistance de limitation est égal à la somme du courant Zener et du courant dans la charge.

La méthode d'analyse d'un régulateur Zener est de trouver (dans l'ordre) le courant fourni, le courant dans la charge et le courant Zener.

5.3 La diode Zener en deuxième approximation

En deuxième approximation, on assimile la diode Zener à une pile de tension V_Z et une résistance R_Z en série. Le courant dans R_Z produit une chute de tension supplémentaire mais elle est généralement faible. On l'utilise dans le calcul de la réduction de l'ondulation.

5.4 Limites de la régulation

Un régulateur Zener cesse d'être efficace lorsque la diode quitte le régime de claquage. Les conditions les

plus défavorables sont la tension source minimale, la résistance en série maximale et la charge minimale. Pour un fonctionnement correct, les conditions opératoires doivent donner un courant Zener supérieur à celui du cas défavorable.

5.5 Lecture d'une fiche technique

Les données importantes des fiches techniques sont la tension Zener, la gamme de puissance maximale, la gamme de courant maximal et la tolérance. Les concepteurs ont aussi besoin de la résistance Zener, du facteur de réduction et de quelques autres données.

5.6 Dépannage

Le dépannage est à la fois un art et une science. C'est pourquoi vous ne pouvez le maîtriser uniquement à partir des livres, il faut aussi le découvrir à partir de l'expérience sur des circuits en panne. Vous devez souvent vous poser la question *Que se passerait-il si... ?* et découvrir le chemin de la solution.

5.7 Droites de charge

L'intersection de la caractéristique $I(V)$ de la diode Zener et de la droite de charge est le point Q . Quand la tension de la source change, une droite de charge différente apparaît avec un autre point Q . Bien que les deux points aient des courants différents, les tensions sont presque identiques. C'est une approche visuelle de la notion de régulation de tension.

5.8 Diodes électroluminescentes (LED)

Les LED sont très utilisées comme voyants dans les instruments, les calculatrices et d'autres équipements électroniques. Les LED haute intensité fournissent une haute intensité lumineuse (Im/W) et trouvent leurs débouchés dans de nombreuses applications.

5.9 Autres composants optoélectroniques

En associant sept diodes dans un boîtier, on réalise un afficheur sept segments. L'optocoupleur est un autre composant optoélectronique important, il permet de faire passer un signal entre deux circuits isolés électriquement l'un de l'autre.

5.10 La diode Schottky

Le temps de recouvrement inverse est le temps que met la diode à se bloquer à partir de l'instant du basculement de la polarisation directe à la polarisation inverse. Ce temps devrait être de quelques nanosecondes, il fixe la limite en fréquence du fonctionnement d'un circuit redresseur. La diode Schottky est une diode spéciale qui présente un temps de recouvrement inverse presque nul, c'est pour cela qu'elle est très utile aux hautes fréquences où les temps de commutation doivent être très courts.

5.11 La diode à capacité variable

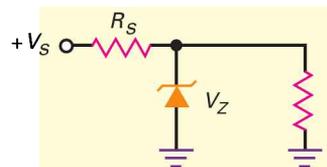
L'épaisseur de la zone déplétée augmente avec la tension inverse. C'est pour cela que la capacité d'une diode à capacité variable est commandée par une tension inverse. Une application courante est l'accord (le réglage des chaînes) dans les récepteurs radio et TV.

5.12 Autres diodes particulières

Les varistors sont des filtres de transitoires très utiles. Les diodes à courant constant maintiennent le courant constant plutôt que la tension. Les diodes *snap off* produisent une tension riche en harmoniques. Les diodes inverses conduisent mieux en inverse qu'en direct. Les diodes tunnel présentent une résistance négative. Les diodes PIN sont utilisées en mode direct comme résistance variable, notamment dans les circuits de communication en RF et micro-onde.

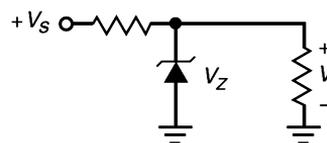
Relations

(5.3) Courant série :



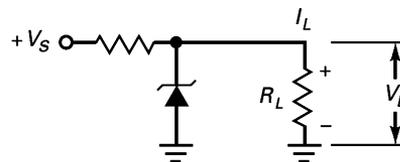
$$I_s = \frac{V_s - V_z}{R_s}$$

(5.4) Tension sur la charge :



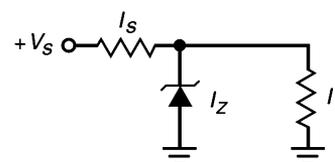
$$V_L = V_z$$

(5.5) Courant dans la charge :

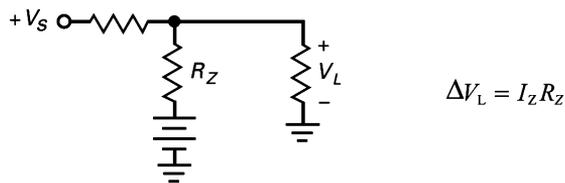


$$I_L = \frac{V_L}{R_L}$$

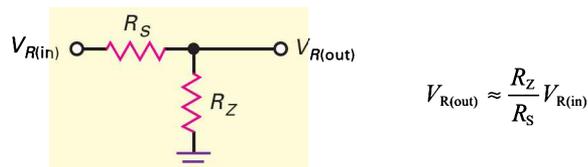
(5.6) Courant Zener :



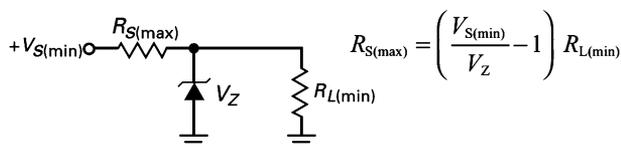
(5.7) Variation de la tension sur la charge :



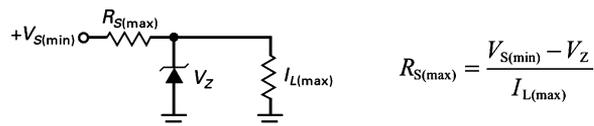
(5.8) Tension d'ondulation :



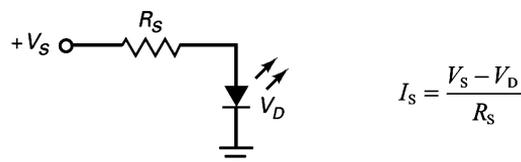
(5.9) Résistance en série maximale :



(5.10) Résistance en série maximale :



(5.13) Courant dans une LED :



S'entraîner

Auto-évaluation

- Au sujet de la tension de claquage d'une diode Zener, qu'est-ce qui est vrai ?
 - a) Elle décroît quand le courant augmente.
 - b) Elle détruit la diode.
 - c) Elle est égale au courant multiplié par la résistance.
 - d) Elle est approximativement constante.
- Parmi les descriptions suivantes de la diode Zener, quelle est la meilleure ?
 - a) C'est une diode redresseuse.
 - b) C'est un composant à tension constante.
 - c) C'est un composant à courant constant.
 - d) Elle fonctionne en direct.
- Une diode Zener :
 - a) est une batterie.
 - b) a une tension constante dans la région du claquage.
 - c) a une barrière de potentiel de 1 V.
 - d) est polarisée en direct.
- La tension sur la résistance Zener est généralement :
 - a) petite
 - b) grande
 - c) mesurée en volts
 - d) soustraite à la tension de claquage
- Si la résistance en série augmente dans un régulateur Zener non chargé, le courant Zener :
 - a) diminue.
 - b) reste le même.
 - c) augmente.
 - d) est égal à la tension divisée par le courant.
- En deuxième approximation, la tension totale sur la diode Zener est la somme de la tension de claquage et de la tension sur :
 - a) la source
 - b) la résistance en série
 - c) la résistance Zener
 - d) la diode Zener
- La tension sur la charge est à peu près constante quand la diode Zener est :
 - a) polarisée en direct.
 - b) polarisée en inverse.
 - c) au claquage.
 - d) non polarisée.
- Dans un régulateur Zener chargé, quel est le courant le plus important ?
 - a) Le courant série
 - b) Le courant Zener
 - c) Le courant dans la charge
 - d) Aucun

9. Si dans un régulateur Zener, la résistance de charge augmente, le courant Zener :
- a) décroît.
 - b) reste le même.
 - c) croît.
 - d) est égal à la tension de la source divisée par la résistance en série.
10. Si dans un régulateur Zener, la résistance de charge diminue, le courant série :
- a) décroît.
 - b) reste le même.
 - c) croît.
 - d) est égal à la tension de la source divisée par la résistance en série.
11. Quand la tension de la source augmente dans un régulateur Zener, lequel de ces courants reste à peu près constant ?
- a) Le courant série
 - b) Le courant Zener
 - c) Le courant dans la charge
 - d) Le courant total
12. Si la diode Zener d'un régulateur est montée à l'envers, la tension sur la charge est proche de :
- a) 0,7 V
 - b) 10 V
 - c) 14 V
 - d) 18 V
13. Lorsqu'une diode Zener fonctionne à une température supérieure à sa température nominale :
- a) Elle est détruite très rapidement.
 - b) La puissance dissipée augmente.
 - c) La puissance consommée diminue.
 - d) Il ne se passe rien.
14. Parmi ce qui suit qui ne mesure pas la tension de claquage d'une diode Zener ?
- a) un voltmètre numérique
 - b) un oscilloscope traceur de courbe
 - c) un testeur de courant inverse
 - d) un simulateur numérique
15. Aux hautes fréquences une diode ordinaire ne fonctionne pas correctement à cause :
- a) de la polarisation directe.
 - b) du claquage.
 - c) de la polarisation inverse.
 - d) des charges stockées.
16. La capacité d'une diode varactor croît quand sa tension inverse :
- a) décroît.
 - b) croît.
 - c) est au claquage.
 - d) stocke des charges.
17. Le claquage ne détruit pas une diode Zener si le courant Zener est inférieur :
- a) à la tension de claquage.
 - b) au courant Zener de test.
 - c) à la gamme du courant Zener maximal.
 - d) à la barrière de potentiel.
18. Comparativement à une diode ordinaire, une diode LED présente :
- a) une plus faible tension directe et une plus faible tension de claquage.
 - b) une plus faible tension directe et une plus forte tension de claquage.
 - c) une plus forte tension directe et une plus faible tension de claquage.
 - d) une plus forte tension directe et une plus forte tension de claquage.
19. Pour afficher le chiffre 0, dans un afficheur 7-segments :
- a) C doit être éteint.
 - b) G doit être éteint.
 - c) F doit être allumé.
 - d) Tous les segments doivent être allumés.
20. Une photodiode est normalement :
- a) Polarisée en direct.
 - b) Polarisée en inverse.
 - c) Ni en direct, ni en inverse.
 - d) Lumineuse.
21. Dans une photodiode, quand la lumière diminue, le courant inverse de porteurs minoritaires :
- a) décroît.
 - b) croît.
 - c) est insensible.
 - d) change de sens.
22. Le composant associé à une capacité commandée en tension est une :
- a) diode électroluminescente.
 - b) photodiode.
 - c) diode varactor.
 - d) diode Zener.
23. Si la zone déplétée diminue, la capacité :
- a) décroît.
 - b) reste la même.
 - c) croît.
 - d) varie.
24. Quand la tension inverse diminue, la capacité :
- a) décroît.
 - b) reste la même.
 - c) croît
 - d) a plus de largeur de bande.
25. Le varactor est usuellement :
- a) polarisé en direct.
 - b) polarisé en inverse.
 - c) non polarisé.
 - d) en fonctionnement au claquage.
26. Le composant utilisé pour le redressement d'un faible signal AC est :
- a) une diode Zener.
 - b) une diode électroluminescente.
 - c) un varistor.
 - d) une diode inverse.

27. Qui possède une région de résistance négative ?
- a) La diode tunnel
 - b) La diode de recouvrement
 - c) La diode Schottky
 - d) L'optocoupleur
28. Un indicateur d'état des fusibles utilise une diode :
- a) Zener.
 - b) à courant constant.
 - c) électroluminescente.
 - d) PIN.
29. Pour isoler un circuit d'entrée d'un circuit de sortie, quel composant emploie-t-on ?
- a) Une diode inverse
 - b) Un optocoupleur
 - c) Un afficheur sept segments
 - d) Une diode tunnel
30. La diode ayant une chute de tension directe d'environ 0,25 V est une diode :
- a) de recouvrement.
 - b) Schottky.
 - c) inverse.
 - d) à courant constant.
31. Pour un usage classique, on se sert de la polarisation inverse pour :
- a) la diode Zener.
 - b) la photodiode.
 - c) la diode varactor.
 - d) toutes les diodes précédentes.
32. Lorsque le courant dans une diode PIN diminue, sa résistance :
- a) augmente.
 - b) diminue.
 - c) reste constante.
 - d) devient négative.

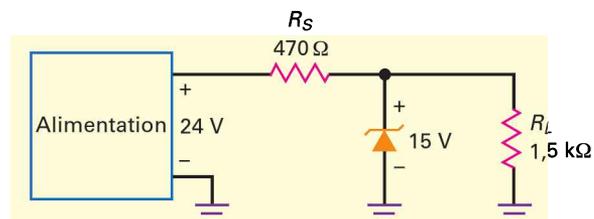


Figure 5.44

- 5.5 **III Multisim** Calculez les trois courants dans la figure 5.44.
- 5.6 En supposant une tolérance de $\pm 5\%$ pour les deux résistances de la figure 5.44, quel est le courant Zener maximal ?
- 5.7 Supposons que la tension d'alimentation varie de 24 V à 40 V ; quel est le courant Zener maximal ?
- 5.8 La diode Zener de la figure 5.44 est remplacée par une diode 1N4742A ; quels sont la tension sur la charge et le courant Zener dans ce cas ?
- 5.9 Dessiner le schéma d'un régulateur à diode Zener avec une alimentation de 20 V, une résistance série de 330 Ω , une tension de Zener de 12 V et une résistance de charge de 1 Ω . Calculer le courant de Zener et la tension sur la charge.
- 5.3 **La diode Zener en deuxième approximation**
- 5.10 La diode Zener de la figure 5.44 a une résistance Zener de 14 Ω . Si l'ondulation de la source d'alimentation est de 1 V_{pp} , quelle est l'ondulation résiduelle sur la résistance de charge ?
- 5.11 Au cours d'une journée la tension du secteur varie. Cela entraîne sur la sortie 24 V non régulée de la figure 5.44 une variation de 21,5 à 25 V. Si la résistance de Zener est de 14 Ω , quelle est la variation de la tension de sortie qui en résulte ?

5.4 Limites de la régulation

- 5.12 Si la tension de l'alimentation (figure 5.44) passe de 24 V à 0 V, à quelle valeur au cours de cette descente la diode Zener cesse-t-elle de réguler ? Donner la tension de sortie quand la régulation n'existe plus.
- 5.13 Sur la figure 5.44 la tension de sortie non régulée varie de 20 à 26 V, et la résistance peut elle aussi varier de 500 Ω à 1,5 k Ω . Est-ce que la régulation va cesser dans ces conditions ? Si oui, quelle devrait être la valeur de la résistance série pour l'éviter ?
- 5.14 La tension non régulée de la figure 5.44 peut varier de 18 V à 25 V, et le courant dans la charge de 1 mA à 25 mA. Est-ce que la régulation va cesser dans ces conditions ? Si oui, quelle devrait être la valeur maximale de la résistance en série pour l'éviter ?

Exercices

5.1 La diode Zener

- 5.1 **III Multisim** Un régulateur Zener non chargé a une tension de source 24 V, une résistance en série 470 Ω et une tension Zener 15 V. Quel est le courant Zener ?
- 5.2 Si la tension de la source de l'exercice 5.1 varie de 24 V à 40 V, quel est le courant Zener maximal ?
- 5.3 Si la résistance en série de l'exercice 5.1 a une tolérance de $\pm 5\%$, quel est le courant Zener maximal ?

5.2 Le régulateur Zener chargé

- 5.4 **III Multisim** Si la diode Zener dans la figure 5.44 est débranchée, quelle est la tension sur la charge ?

5.15 Quelle est la résistance de charge minimale qui peut être utilisée dans le montage de la figure 5.44 sans perdre la régulation ?

5.5 Lecture d'une fiche technique

5.16 Une diode Zener a une tension Zener 10 V et un courant de 20 mA. Quelle est la puissance dissipée ?

5.17 Une diode 1N5250B est parcourue par un courant de 5 mA. Quelle est la puissance dissipée ?

5.18 Quelles sont les puissances dissipées dans les résistances et la diode Zener de la figure 5.44 ?

5.19 La diode Zener de la figure 5.44 est une 1N4744A. Quel est le minimum de la tension Zener ? Le maximum ?

5.20 Si la température de jonction de la diode Zener 1N4736A monte jusqu'à 100 °C, quelle est alors la puissance dissipée par la diode ?

5.6 Dépannage

5.21 D'après la figure 5.44, quelles sont les tensions sur la charge dans les conditions suivantes :

- a) diode Zener en court-circuit
- b) diode Zener en circuit ouvert
- c) résistance en série coupée
- d) résistance de charge en court-circuit

5.22 Si vous mesurez approximativement 18,3 V comme tension sur la charge de la figure 5.44, que pensez-vous du problème ?

5.23 Vous mesurez 24 V sur la charge de la figure 5.44. L'ohmmètre indique que la diode Zener est coupée. Avant de la remplacer, quelles sont les vérifications à effectuer ?

5.24 Dans le montage de la figure 5.45, les LED ne brillent pas. Parmi les défauts suivants, lesquels sont possibles :

- a) la diode varistor V130LA2 est coupée
- b) la masse à la partie gauche du pont est coupée
- c) le condensateur de filtrage est coupé
- d) le condensateur de filtrage est court-circuité
- e) la diode 1N5314 est coupée
- f) la diode 1N5314 est en court-circuit

5.8 Composants optoélectroniques

5.25 **III Multisim** Quel est le courant dans la LED de la figure 5.46 ?

5.26 Si la tension de l'alimentation de la figure 5.46 augmente jusqu'à 40 V, quel est le courant dans la LED ?

5.27 Si la résistance de la figure 5.46 décroît jusqu'à 1 kΩ, quel est le courant dans la LED ?

5.28 La résistance de la figure 5.46 décroît jusqu'à ce que le courant dans la LED soit de 13 mA, quelle est alors sa valeur ?

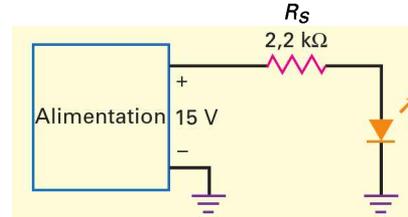


Figure 5.46

Approfondissement

5.29 La diode Zener de la figure 5.44 présente une résistance Zener 14 kΩ. Quelle est la tension sur la charge en tenant compte de R_z dans les calculs ?

5.30 La diode Zener de la figure 5.44 est une 1N4744A. Si la résistance de charge varie entre 1 kΩ et 10 kΩ, quelle est la tension minimale sur la charge ? La tension maximale (utilisez la deuxième approximation) ?

5.31 Faites un régulateur Zener pour obtenir les spécifications suivantes. Tension sur la charge : 6,8 V ; tension source : 20 V ; courant dans la charge : 30 mA.

5.32 Le TIL312 est un afficheur sept segments dont chaque segment a une chute de tension directe comprise entre 1,5 V et 2 V à 20 mA. La tension d'alimentation est + 5 V. Concevez un indicateur contrôlé par des interrupteurs présentant un courant drain maximal de 140 mA.

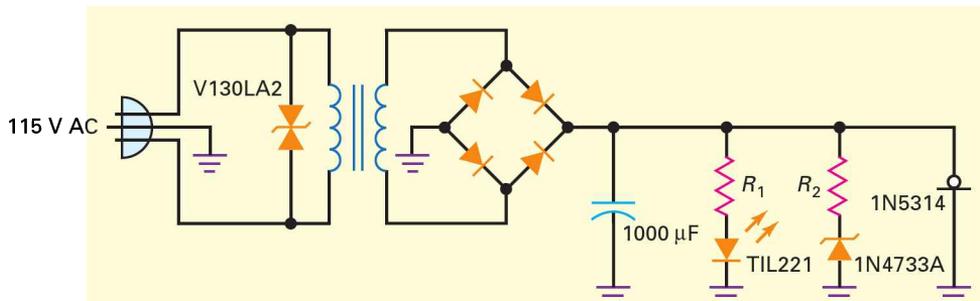


Figure 5.45

- 5.33** D'après la figure 5.45, la tension secondaire est $12,6 V_{\text{eff}}$ quand la tension secteur est $115 V_{\text{eff}}$. Pendant la journée, la puissance délivrée varie de $\pm 10 \%$, les résistances sont à $\pm 5 \%$. La diode 1N4733A a une tolérance de $\pm 5 \%$ et une résistance Zener 7Ω . Si R_2 vaut 560Ω , quelle est la valeur maximale possible du courant Zener à tout moment de la journée ?
- 5.34** D'après la figure 5.45, la tension secondaire est $12,6 V_{\text{eff}}$ et la chute de tension directe $0,7 V$ pour chaque diode. La 1N5314 est une diode à courant constant de $4,7 \text{ mA}$. Le courant de la LED est de $15,6 \text{ mA}$ et le courant Zener de $21,7 \text{ mA}$. Le condensateur de filtrage a une tolérance de $\pm 20 \%$. Quelle est la valeur crête à crête maximale de l'ondulation ?
- 5.35** La figure 5.47 montre le schéma d'un éclairage de bicyclette. Les diodes sont des diodes Schottky. En utilisant la deuxième approximation, calculez la tension sur le condensateur de filtrage.

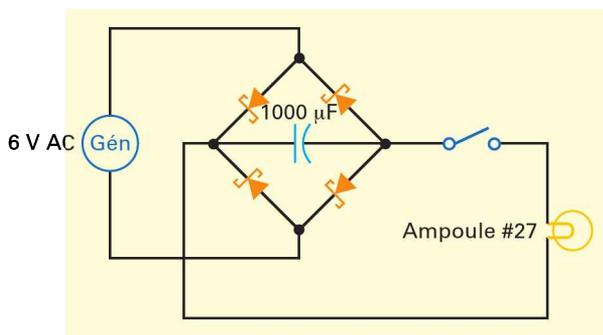


Figure 5.47

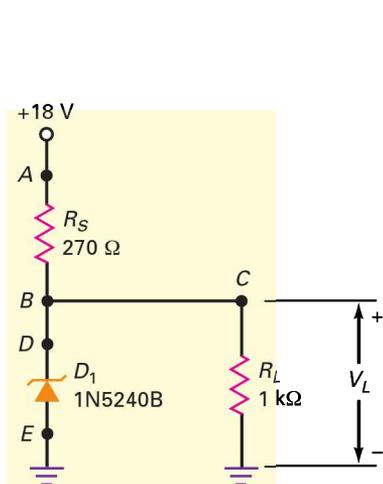


Figure 5.48

Grille de dépannage

La grille de dépannage de la figure 5.48 indique les valeurs des tensions à chaque point A, B, C et D du circuit et les conditions de fonctionnement de la diode D1 pour les diverses pannes T1 à T8. La première ligne donne les valeurs à chacun des points du circuit en fonctionnement normal.

- 5.36** Trouvez d'où proviennent les pannes 1 à 4 dans la figure 5.48.
- 5.37** Trouvez d'où proviennent les pannes 5 à 8 dans la figure 5.48.

Questions de débogage avec Multisim

||| Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC05-38** à **MTC05-42** et correspondent au circuit de la figure 5.48.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 5.38** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC05-38**.
- 5.39** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC05-39**.
- 5.40** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC05-40**.

	V_A	V_B	V_C	V_D	D_1
OK	18	10,3	10,3	10,3	OK
T1	18	0	0	0	OK
T2	18	14,2	14,2	0	OK
T3	18	14,2	14,2	14,2	∞
T4	18	18	18	18	∞
T5	0	0	0	0	OK
T6	18	10,5	10,5	10,5	OK
T7	18	14,2	14,2	14,2	OK
T8	18	0	0	0	0

5.41 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC05-41**.

5.42 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC05-42**.

Questions d'un recruteur

- Dessinez un régulateur Zener. Expliquez-moi comment il fonctionne et à quoi il sert.
- Je dispose d'une alimentation qui donne du 25 V DC. Je désire trois sorties régulées d'environ 15 V, 15,7 V et 16,4 V. Montrez-moi un circuit qui donne ces sorties.
- J'ai un régulateur Zener qui a cessé de fonctionner aujourd'hui. Dans ma zone, la tension secteur varie entre 105 V_{eff} et 125 V_{eff}. De plus, sa résistance de charge évolue entre 100 Ω et 1 Ω. Dites-moi les causes possibles de l'arrêt de fonctionnement du régulateur.
- Ce matin, j'ai manipulé avec un indicateur à LED. Après avoir connecté et mis sous tension, la LED ne s'est pas éclairée. Je l'ai vérifiée et j'ai découvert qu'elle était coupée. J'ai essayé une autre LED et obtenu le même résultat. Donnez-moi des explications sur ce qui est arrivé.
- J'ai entendu dire qu'une diode varactor sert à régler un récepteur TV. Expliquez-moi comment elle accorde un circuit résonant.
- Pourquoi désirez-vous utiliser un optocoupleur dans un circuit électronique ?
- Sur une LED à boîtier plastique classique, donnez-moi deux méthodes d'identification de la cathode.
- Expliquez la différence, si elle existe, entre une diode de redressement et une diode Schottky.
- Dessinez un circuit semblable à celui de la figure 5.4a, en ayant remplacé la source DC par une source AC avec une tension crête 40 V. Tracez la forme du signal de sortie pour une tension Zener égale à 10 V.

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | |
|-------|--------|--------|--------|
| 1. d) | 9. c) | 17. c) | 25. b) |
| 2. b) | 10. b) | 18. c) | 26. d) |
| 3. b) | 11. c) | 19. b) | 27. a) |
| 4. a) | 12. a) | 20. b) | 28. c) |
| 5. a) | 13. b) | 21. a) | 29. b) |
| 6. c) | 14. d) | 22. c) | 30. b) |
| 7. c) | 15. d) | 23. c) | 31. d) |
| 8. a) | 16. a) | 24. c) | 32. a) |

Avez-vous compris ?

- 5.1** $I_S = 24,4 \text{ mA}$.
- 5.3** $I_S = 18,5 \text{ mA}$; $I_L = 10 \text{ mA}$; $I_Z = 8,5 \text{ mA}$.
- 5.5** $V_{RL} = 8 \text{ V}_{pp}$ (onde carrée).
- 5.7** $V_L = 10,1 \text{ V}$.
- 5.8** $V_{R(out)} = 94 \text{ mV}_{pp}$.
- 5.10** $R_{S(max)} = 65 \Omega$.
- 5.11** $R_{S(max)} = 495 \Omega$.
- 5.13** $R_S = 330 \Omega$.
- 5.14** $I_S = 27 \text{ mA}$; $P = 7,2 \text{ W}$.

Le transistor bipolaire

6

Objectifs

- Démontrer et comprendre les relations entre les courants émetteur, base et collecteur d'un transistor bipolaire.
- Tracer le schéma du montage EC, identifier chaque sortie, tension et résistance.
- Tracer une caractéristique de courant base et le réseau des courants collecteurs en identifiant les axes.
- Repérer les trois zones de fonctionnement dans la caractéristique courant collecteur d'un transistor.
- Calculer les valeurs respectives de courant et de tension du transistor EC pour le transistor idéal et pour la seconde approximation du transistor.
- Énumérer les différentes gammes de transistors utilisées par un technicien.
- Dire pourquoi la polarisation par la base n'est pas adaptée aux montages amplificateurs.
- Identifier la saturation et le blocage pour un circuit polarisé par la base.
- Calculer le point de fonctionnement d'une polarisation par la base.

Vocabulaire

Alpha statique (α_{DC})	Commutateur	Gain en courant	Résistance thermique
Amplificateur	Diode émetteur	Paramètres h	Transistor à jonction
Base	Diode collecteur	Point de blocage	Transistor bipolaire
Bêta statique (β_{DC})	Droite de charge	Point de repos (Q)	Transistor de puissance
Circuit à deux états	Émetteur	Point de saturation	Transistor petit signal
Circuit de commutation	Émetteur commun (EC)	Polarisation par la base	Zone active
Circuit intégré (CI)	Faible saturation	Radiateur	Zone de claquage
Collecteur	Forte saturation	Région de blocage	Zone de saturation

En quelques mots

En 1951, William Shockley inventa le premier **transistor à jonction**, un composant semi-conducteur qui amplifie les signaux électroniques tels que ceux de la radio ou de la télévision. Le transistor a entraîné l'invention de nombreux autres composants, comme le **circuit intégré** (CI), un petit circuit contenant des millions de transistors miniaturisés. Grâce à eux, les calculateurs modernes et autres miracles électroniques sont possibles.

Ce chapitre présente le **transistor bipolaire** (BJT), celui qui utilise à la fois les électrons et les trous. Le mot *bipolaire* est l'abréviation de « deux polarités ». Ce chapitre montrera également comment polariser correctement ce transistor pour qu'il fonctionne comme un interrupteur.

Bon à Savoir

Dans l'après-midi du 23 décembre 1947 Walter H. Brattain et John Bardeen, de *Bell Telephone Laboratories*, ont démontré la fonction d'amplification du premier transistor. Ce transistor, appelé *transistor à pointe ou à contact*, est le prédécesseur du transistor à jonction inventé par Schockley.

6.1 Le transistor non polarisé

Le transistor possède trois régions dopées (figure 6.1) ; celle du bas est appelée l'**émetteur**, celle du milieu est la **base** et celle du sommet le **collecteur**. Le transistor de la figure 6.1 est appelé *n_pn* car il y a une région *p* entre deux régions *n*. Rappelons que les porteurs majoritaires dans une région *n* sont les électrons et dans une région *p*, ce sont les trous.

Il existe aussi des transistors *pnp*, ayant une région *n* comprise entre deux régions *p*. Pour éviter toute confusion entre *n_pn* et *pnp*, nos premières études porteront sur les transistors *n_pn*.

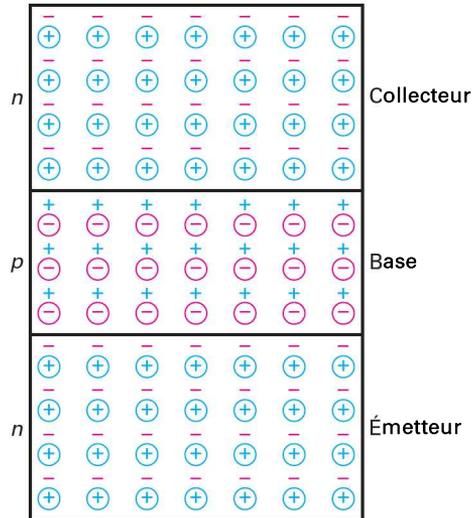


Figure 6.1
Structure d'un transistor.

6.1.1 Niveaux de dopage

D'après la figure 6.1, l'émetteur est fortement dopé tandis que la base est faiblement dopée. Le dopage du collecteur est intermédiaire entre le fort dopage de l'émetteur et le faible dopage de la base. Le collecteur est physiquement la zone la plus large.

6.1.2 Diode émetteur et diode collecteur

Le transistor de la figure 6.1 a deux jonctions : une entre l'émetteur et la base, l'autre entre le collecteur et la base. Par conséquent, le transistor est semblable à deux diodes tête-bêche. La diode du bas est appelée *diode émetteur-base* ou plus simplement **diode émetteur**, la diode du haut est appelée *diode collecteur-base* ou **diode collecteur**.

6.1.3 Avant et après la diffusion

La figure 6.1 montre les régions du transistor avant que la diffusion n'intervienne. Les électrons libres des régions *n* se repoussant les uns les autres, ils se propagent dans toutes les directions. Certains électrons libres diffusent à travers la jonction et se recombinent avec les trous de la région *p*. Imaginons le passage des électrons de chaque région *n* à travers la jonction et se recombinant avec les trous.

Le résultat est l'apparition de deux zones désertées (figure 6.2). Pour chacune, la barrière de potentiel est d'environ 0,7 V à 25 °C pour un transistor au silicium

Bon à Savoir

Le transistor de la figure 6.1 est parfois appelé *transistor à jonction bipolaire*, ou *BJT*. Cependant, la plupart des gens dans l'industrie électronique utilisent encore le mot *transistor*, l'interprétant comme un transistor à jonction bipolaire.

(0,3 V à 25 °C pour un transistor au germanium). Comme précédemment, nous insisterons sur les composants au silicium les plus utilisés à l'heure actuelle.

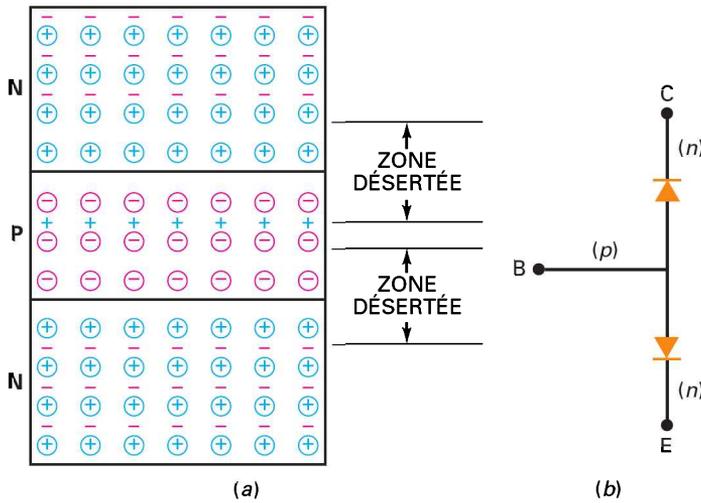


Figure 6.2
Les zones désertées.

6.2 Le transistor polarisé

Un transistor non polarisé est équivalent à deux diodes tête-bêche (figure 6.2b) avec une barrière de potentiel de 0,7 V environ. Gardez en tête cette diode équivalente quand vous testez un transistor *npn* avec un multimètre numérique. En appliquant des sources de tension au transistor, on obtient des courants dans ses différentes parties.

6.2.1 Les électrons de l'émetteur

La figure 6.3 montre un transistor polarisé où les signes moins représentent les électrons libres. Le rôle de l'émetteur fortement dopé est d'injecter ses électrons libres dans la base. La base, faiblement dopée, a aussi un rôle bien précis : transmettre les électrons injectés par l'émetteur au collecteur. Le collecteur porte ce nom car il collecte, recueille la plus grande partie des électrons de la base.

La figure 6.3 montre la façon classique de polariser un transistor. La source de tension de gauche V_{BB} polarise en direct la jonction émetteur-base, et la source de droite V_{CC} met en inverse la jonction collecteur-base. D'autres polarisations sont possibles, mais la plus courante consiste à polariser la diode émetteur en direct et la diode collecteur en inverse.

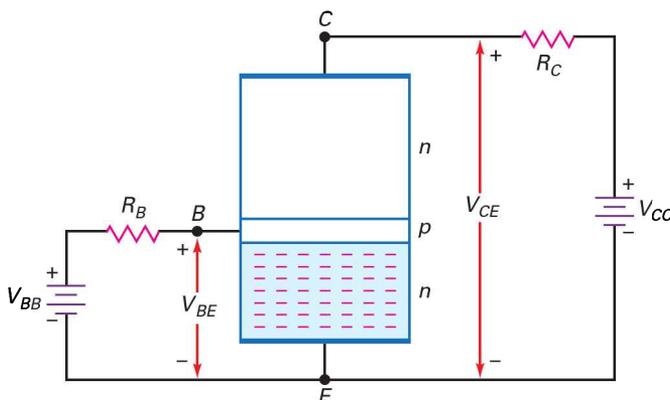


Figure 6.3
Transistor polarisé.

Bon à Savoir

Dans un transistor, la couche déplétée émetteur-base est plus étroite que la couche déplétée collecteur-base. La raison peut être expliquée par les différents niveaux de dopage des régions émetteur et collecteur. Avec un dopage beaucoup plus fort dans la région émetteur, la pénétration dans le matériau n est minimale à cause de la plus grande disponibilité de beaucoup plus d'électrons libres. Cependant, du côté collecteur, moins d'électrons libres sont disponibles et la couche déplétée doit pénétrer plus profondément pour établir la barrière de potentiel.

6.2.2 Les électrons de la base

À l'instant où la polarisation directe est appliquée sur la diode émetteur (figure 6.3), les électrons ne sont pas encore entrés dans la base. Si V_{BB} est supérieure à la barrière de potentiel émetteur-base (figure 6.3), les électrons passent dans la base (figure 6.4). Théoriquement, ils peuvent aller dans deux directions : la première, partir à gauche, quitter la base et rejoindre le pôle positif de l'alimentation en traversant R_B ; la seconde, aller dans le collecteur.

Quel chemin vont-ils prendre ? La plupart continuent vers le collecteur. Pourquoi ? Deux raisons : la base est *faiblement dopée et très fine*. Le faible dopage permet aux électrons entrés dans la base d'avoir une grande durée de vie. La faible épaisseur fait qu'ils ont une petite distance à parcourir pour atteindre le collecteur. Pour ces deux raisons, la grande majorité des électrons injectés par l'émetteur traversent la base et se retrouvent dans le collecteur.

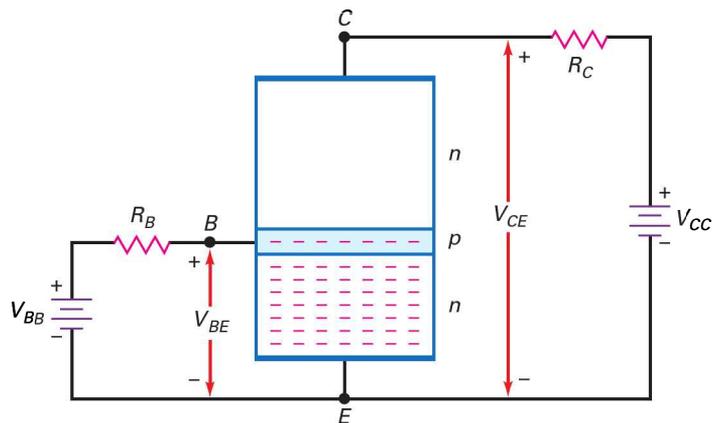


Figure 6.4
L'émetteur injecte des électrons libres dans la base.

Seul un petit nombre d'électrons libres se recombinaient avec des trous dans la zone faiblement dopée de la base (figure 6.4). C'est alors que, comme les électrons de valence, ils se dirigent vers la résistance R_B et la borne positive de l'alimentation V_{BB} .

6.2.3 Les électrons du collecteur

Presque tous les électrons vont dans le collecteur, comme le montre la figure 6.5. Une fois arrivés, ils ressentent l'attraction de la tension de source V_{CC} . Ils traversent le collecteur et la résistance R_C pour atteindre le pôle positif de l'alimentation.

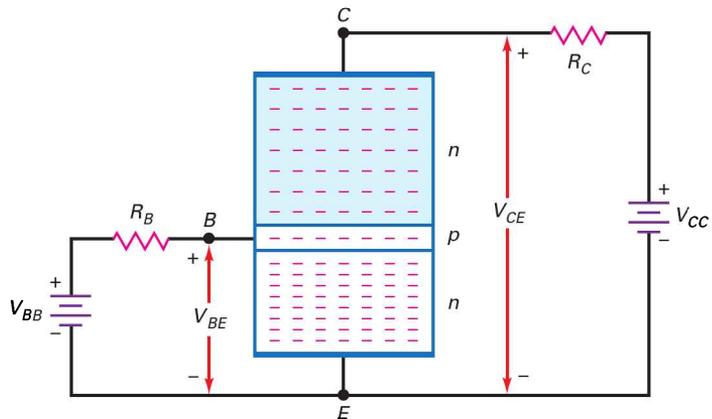


Figure 6.5
Les électrons libres de la base vont dans le collecteur.

Voici le résumé de tout ce qui se passe : d'après la figure 6.5, V_{BB} polarise en direct la diode émetteur et force des électrons libres à entrer dans la base. Sa minceur et son faible dopage donnent à la plupart de ceux-ci le temps d'atteindre le collecteur. Ensuite, ils traversent le collecteur et la résistance R_C pour arriver à la borne positive de la source de tension V_{CC} .

6.3 Courants du transistor

La figure 6.6 donne le symbole graphique du transistor. Si vous préférez le sens conventionnel du courant, utilisez la représentation de la figure 6.6a. Pour utiliser le sens de déplacement des électrons, prenez la représentation de la figure 6.6b. Dans un transistor, il y a trois courants distincts : I_E le *courant émetteur*, I_B le *courant base* et I_C le *courant collecteur*.

6.3.1 Comparaison des courants

L'émetteur est la source des électrons, donc il possède le courant le plus important. Puisque la plus grande partie des électrons émis vont dans le collecteur, le courant collecteur est presque égal au courant émetteur. En comparaison, le courant base est très petit, *souvent moins de 1 % du courant collecteur*.

6.3.2 Relations entre les courants

Rappelons la loi de Kirchhoff : elle dit que la somme de tous les courants entrant en un point ou dans une jonction est égale à la somme de tous les courants sortant du point ou de la jonction. Appliquée au transistor, la loi de Kirchhoff donne la relation fondamentale :

$$I_E = I_C + I_B \quad (6.1)$$

Le courant émetteur est la somme du courant collecteur et du courant base. Ce dernier étant très petit, le courant collecteur est approximativement égal au courant émetteur :

$$I_C \approx I_E$$

Et le courant base est beaucoup plus petit que le courant collecteur :

$$I_B \ll I_C$$

(\ll signifie beaucoup plus petit que).

La figure 6.6c montre les courants dans le transistor *pnp*. Noter que le sens des courants est inverse de celui d'un transistor *npn*. Noter aussi que la relation (6.1) est également valable pour les courants du transistor *pnp*.

6.3.3 Alpha

L'**alpha statique** (symbolisé par α_{DC}) est le courant collecteur DC divisé par le courant émetteur DC :

$$\alpha_{DC} = \frac{I_C}{I_E} \quad (6.2)$$

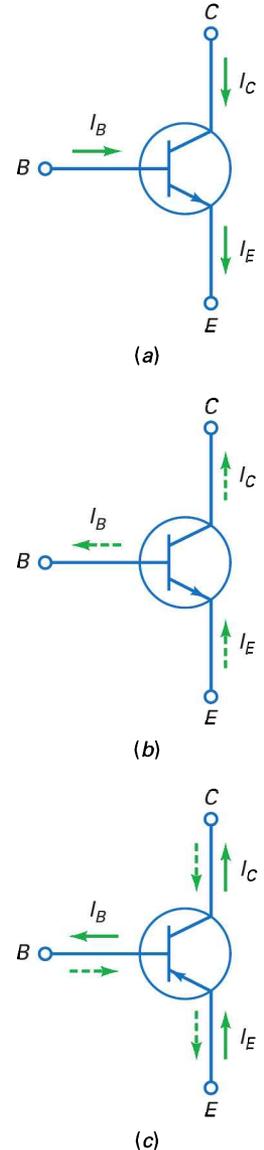


Figure 6.6
Les trois courants du transistor.
(a) Sens conventionnel ;
(b) sens du déplacement des électrons ;
(c) les courants dans le transistor *pnp*.

Puisque le courant collecteur est quasiment égal au courant émetteur, l'alpha DC est très légèrement inférieur à 1. Par exemple, pour un transistor faible puissance, l'alpha statique est typiquement plus grand que 0,99. Même pour un transistor de puissance, il est généralement supérieur à 0,95.

6.3.4 Bêta

Le **bêta statique** (symbolisé par β_{DC}) d'un transistor est le rapport entre le courant collecteur DC et le courant base DC :

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} \quad (6.3)$$

Le bêta DC est aussi connu sous le nom de **gain en courant** car un faible courant base donne un grand courant collecteur.

Le gain en courant est un avantage majeur du transistor, il a entraîné toutes sortes d'applications. Pour les transistors basses puissances (en dessous de 1 W), le gain en courant est compris entre 100 et 300. Pour les transistors de puissance (au-dessus de 1 W), il s'étend de 20 à 100.

6.3.5 Deux conséquences

La relation (6.3) peut être mise sous deux autres formes. Premièrement, si vous connaissez β_{DC} et I_B , vous pouvez calculer le courant collecteur grâce à la relation :

$$I_C = \beta_{DC} I_B \quad (6.4)$$

Deuxièmement, quand vous disposez des valeurs β_{DC} et I_C , vous pouvez en déduire la valeur du courant base grâce à :

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{DC}} \quad (6.5)$$

Question 6.1

Un transistor a un courant collecteur égal à 10 mA et un courant base égal à 40 μ A. Quel est le gain en courant du transistor ?

Réponse La division du courant collecteur par le courant base donne :

$$\beta_{DC} = \frac{10 \text{ mA}}{40 \mu\text{A}} = 250$$

6.1 Avez-vous compris ? Quel serait le gain en courant du transistor si le courant base était égal à 50 μ A ?

Question 6.2

Un transistor a un gain en courant égal à 175. Si le courant base vaut 0,1 mA, quel est son courant collecteur ?

Réponse La multiplication du courant base par le gain en courant donne :

$$I_C = 175(0,1 \text{ mA}) = 17,5 \text{ mA}$$

6.2 Avez-vous compris ? Calculer maintenant I_C si $\beta_{DC} = 100$.

Question 6.3

Un transistor a un courant collecteur de 2 mA. Si le gain en courant est 135, quelle est la valeur du courant base ?

Réponse Divisons le courant collecteur par le gain en courant :

$$I_B = \frac{2 \text{ mA}}{135} = 14,8 \mu\text{A}$$

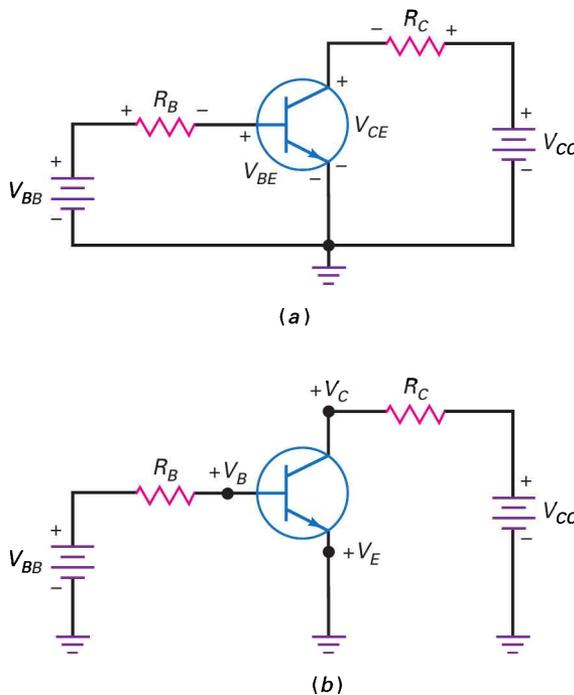
6.3 Avez-vous compris ? Si $I_C = 10 \text{ mA}$, calculer le courant de base du transistor.

6.4 Le montage émetteur commun

Il existe trois manières de connecter un transistor : en émetteur commun (EC), en collecteur commun (CC) et en base commune (BC). Les montages CC et BC seront envisagés dans les chapitres suivants. Dans ce chapitre, nous nous préoccupons uniquement du montage EC, le plus largement utilisé.

6.4.1 Principe

D'après la figure 6.7a, la borne négative de chaque alimentation est reliée à l'émetteur, le circuit se nomme **émetteur commun** (EC). Il présente deux mailles, la maille de gauche est celle de la base et la maille de droite celle du collecteur.



Bon à Savoir

La boucle de base est parfois appelée boucle d'entrée et la boucle de collecteur, boucle de sortie. Dans le montage EC, la boucle d'entrée contrôle la boucle de sortie.

Bon à Savoir

Le nom « transistor » fut introduit par John Pierce quand il travaillait aux Bell Labs. Ce nouveau composant devait être le dual du tube à vide. Le tube à vide avait une « transconductance » alors que le nouveau composant avait des caractéristiques de « transrésistance ».

Figure 6.7
Montage émetteur commun.
(a) Circuit fondamental ;
(b) circuit avec masses.

Dans la maille de la base, la source V_{BB} polarise la diode émetteur en direct avec R_B comme résistance de limitation de courant. En changeant V_{BB} ou R_B , on change le courant base donc le courant collecteur. En d'autres termes, *le courant base commande le courant collecteur*. C'est important, cela signifie qu'un courant faible (base) contrôle un courant fort (collecteur).

Dans la maille du collecteur, la source de tension V_{CC} polarise la diode collecteur en inverse à travers R_C . Cette source doit polariser en inverse la diode collecteur, sinon le transistor ne fonctionnera pas normalement. D'après la figure 6.7a, le collecteur doit être positif pour collecter la plus grande partie des électrons injectés dans la base.

D'après cette figure, le sens du courant base dans la maille de gauche produit une chute de tension sur la résistance R_B avec les polarités indiquées. De même, le courant collecteur dans la maille de droite donne une tension sur R_C avec la polarité indiquée.

6.4.2 Indices doubles

Pour les circuits avec des transistors, on utilise une notation à double indice. Quand les indices sont les mêmes, la tension est celle d'une source (V_{BB} et V_{CC}). Quand ils sont différents, la tension se trouve entre deux points (V_{BE} et V_{CE}).

Prenons par exemple V_{BB} ; les indices sont identiques, c'est la tension d'une source, celle de la base. De même, V_{CC} est la tension de la source collecteur. Par contre, V_{BE} est la tension entre le point B et le point E (la base et l'émetteur) ; de même, V_{CE} est la tension entre le point C et le point E (le collecteur et l'émetteur). Pour mesurer les tensions à double indice, la sonde principale ou positive est placée sur le point de premier indice et la sonde commune est connectée au point de second indice du circuit.

6.4.3 Indices uniques

Les indices uniques servent pour les tensions entre un nœud et la masse. Par exemple, en retraçant le schéma de la figure 6.7a avec une masse, on obtient le schéma de la figure 6.7b. V_B est la tension entre la base et la masse, V_C est la tension entre le collecteur et la masse, et V_E est la tension entre l'émetteur et la masse (ici, $V_E = 0$).

La tension à deux indices peut être déduite des tensions à un seul indice. Voici trois exemples :

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

$$V_{CB} = V_C - V_B$$

$$V_{BE} = V_B - V_E$$

Voici comment calculer les tensions à deux indices pour un circuit quelconque à transistor. Puisque $V_E = 0$ dans un montage EC (figure 6.7b), les tensions se simplifient :

$$V_{CE} = V_C$$

$$V_{CB} = V_C - V_B$$

$$V_{BE} = V_B$$

6.5 Caractéristique $I(V)$ de la base

À quoi peut ressembler la courbe I_B en fonction de V_{BE} ? À la caractéristique directe d'une diode ordinaire, comme le montre la figure 6.8a. Et pourquoi pas ? C'est une diode émetteur polarisée en direct, donc on peut espérer retrouver la courbe classique $I(V)$. Cela signifie aussi que l'on peut utiliser les approximations de la diode envisagées précédemment.

La loi d'Ohm appliquée à la résistance de base de la figure 6.8b donne :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \quad (6.6)$$

Dans le cas de la diode idéale, $V_{BE} = 0$; en deuxième approximation, $V_{BE} = 0,7$ V.

La plupart du temps, la deuxième approximation vous semblera le meilleur compromis entre la rapidité du cas idéal et la précision des approximations plus fines. Tout ce que vous devez savoir en deuxième approximation, c'est $V_{BE} = 0,7$ V (figure 6.8a).

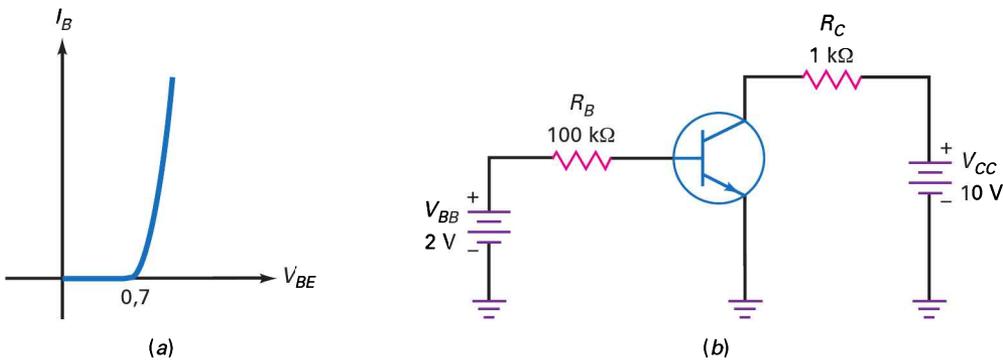


Figure 6.8
(a) Caractéristique de la diode ;
(b) application.

Question 6.4

Multisim

Utilisez la deuxième approximation pour calculer le courant base sur le schéma de la figure 6.8b. Quelle est la tension sur la résistance de base ? Quel est le courant collecteur si $\beta_{DC} = 200$?

Réponse Les 2 V de l'alimentation polarisent en direct la diode émetteur à travers une résistance de limitation du courant égale à 100 kΩ. Puisque la chute de tension de la jonction émetteur-base est 0,7 V, la tension sur la résistance de base est :

$$V_{BB} - V_{BE} = 2 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 1,3 \text{ V}$$

Le courant qui la traverse est donc :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{1,3 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega} = 13 \mu\text{A}$$

Avec un gain en courant égal à 200, le courant collecteur vaut :

$$I_C = \beta_{DC} I_B = (200)(13 \mu\text{A}) = 2,6 \text{ mA}$$

6.4 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice précédent en utilisant une tension de base $V_{BB} = 4 \text{ V}$.

6.6 Caractéristique $I(V)$ du collecteur

D'après la figure 6.9a, nous savons déjà comment calculer le courant base. Puisque V_{BB} polarise la diode émetteur en direct, il nous suffit de calculer le courant à travers la résistance de base R_B . Maintenant, considérons la maille du collecteur.

Pour obtenir différentes valeurs de la tension et du courant dans le transistor, nous faisons varier V_{BB} et V_{CC} (figure 6.9a). Les mesures de I_C et V_{CE} permettent de tracer la caractéristique $I_C(V_{CE})$.

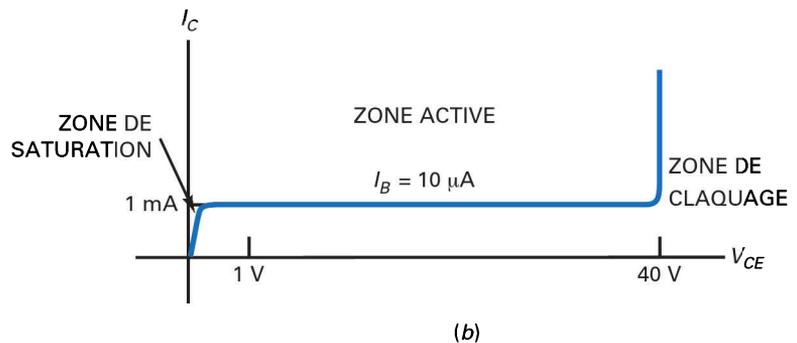
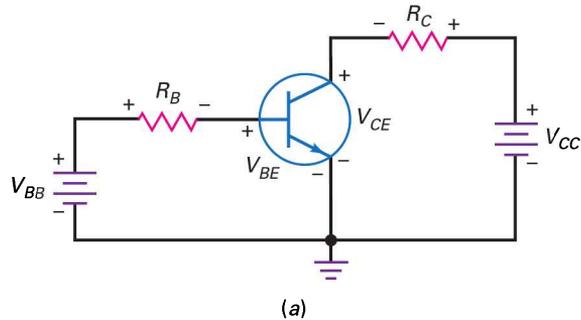


Figure 6.9
(a) Montage classique d'un transistor ;
(b) courbe $I(V)$ du collecteur.

Par exemple, réglons V_{BB} pour obtenir $I_B = 0 \mu\text{A}$. Cette valeur fixée, nous pouvons faire varier V_{CC} et mesurer I_C et V_{CE} . Le report des mesures donne le graphique de la figure 6.9b. (*Remarque* : c'est la courbe du 2N3904, un transistor basse puissance très utilisé. Avec un autre transistor, les valeurs peuvent changer, mais la forme de la courbe reste identique.)

Quand $V_{CE} = 0$, la diode collecteur n'est pas polarisée en inverse et le courant collecteur est nul. Quand V_{CE} augmente, le courant I_C croît rapidement (figure 6.9b) ; ensuite, quand V_{CE} atteint quelques dixièmes de volt, le courant collecteur devient *presque constant* et égal à 1 mA.

La zone de courant constant, dans la figure 6.9b, correspond à notre étude précédente du fonctionnement du transistor. Dès que la diode collecteur est en inverse, elle récupère tous les électrons qui atteignent sa zone désertée. Une augmentation supplémentaire de V_{CE} n'augmente plus le courant I_C . Pourquoi ? Parce que le collecteur ne peut collecter que les électrons injectés par l'émetteur dans la base ; leur nombre dépend du circuit de la base et non du circuit du collecteur. C'est pour cette raison que la figure 6.9b montre un courant collecteur constant pour V_{CE} allant de 1 V à presque 40 V.

Si V_{CE} dépasse 40 V, la jonction collecteur est au claquage et l'effet transistor cesse. Par conséquent, l'une des valeurs à regarder dans la notice technique est la tension collecteur-émetteur de claquage $V_{CE(max)}$. Si le claquage survient, le transistor peut être détruit.

6.6.1 Tension collecteur et puissance

La loi de Kirchhoff dit que la somme des tensions dans une maille fermée est nulle. Appliquée au circuit collecteur de la figure 6.9a, elle donne la relation :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (6.7)$$

La tension collecteur-émetteur est égale à la tension de l'alimentation collecteur diminuée de la chute de tension sur la résistance de collecteur.

D'après la figure 6.9b, le transistor présente une dissipation de puissance :

$$P_D = V_{CE} I_C \quad (6.8)$$

Ceci montre que la puissance dissipée dans le transistor est égale au produit de la tension collecteur-émetteur par le courant collecteur. Elle provoque une élévation de température de la diode collecteur ; plus elle est importante, plus la température de la jonction monte.

Le transistor grille lorsque sa température de jonction est entre 150 °C et 200 °C. L'une des données les plus importantes des fiches techniques est la gamme de puissance maximale $P_{D(max)}$. La puissance donnée par la relation (6.8) doit être inférieure à $P_{D(max)}$, sinon le transistor est détruit.

6.6.2 Zones de fonctionnement

Les courbes de la figure 6.9b présentent différentes régions où le fonctionnement du transistor change. La première est la région du milieu où V_{CE} est entre 1 V et 40 V, c'est la zone de fonctionnement normal. Dans ce cas, la diode émetteur est en direct et la diode collecteur est en inverse. De plus, le collecteur récupère la plus grande partie des électrons injectés dans la base par l'émetteur. C'est pourquoi un changement de tension V_{CE} n'entraîne pas de variation du courant I_C . Cette région s'appelle la **zone active**, c'est la partie horizontale des courbes où le courant collecteur est *constant*.

La deuxième région est la **zone de claquage**. Le transistor ne doit jamais fonctionner à cet endroit car il serait détruit. Contrairement à la diode Zener qui est prévue pour supporter le claquage, un transistor n'est pas conçu pour cela.

La troisième région est la première partie ascendante de la courbe où V_{CE} est entre 0 et quelques dixièmes de volt. La partie inclinée des courbes s'appelle la **zone de saturation**. Dans cette région, la diode collecteur n'est pas suffisamment polarisée pour collecter tous les électrons injectés dans la base. Dans ce cas, le courant base I_B est plus grand et le gain β_{DC} plus petit que dans le fonctionnement normal.

Bon à Savoir

Affichées avec un traceur de courbes, les courbes de courant collecteur de la figure 6.10 présentent une légère pente montante quand V_{CE} croît. Cette montée provient d'une légère réduction de la région de base quand V_{CE} croît. (Quand V_{CE} croît, la zone désertée CB s'élargit, rétrécissant la base.) Avec une région de base plus petite, il y a moins de trous disponibles pour les recombinaisons. Chaque courbe correspondant à un courant de base constant, l'effet produit ressemble à une augmentation du courant collecteur.

6.6.3 Courbes supplémentaires

Les mesures de I_C et V_{CE} pour $I_B = 20 \mu\text{A}$ permettent de tracer une deuxième courbe (figure 6.10). Elle est semblable à la première, sauf que le courant collecteur dans la zone active est égal à 2 mA, mais il reste constant.

Quand on trace plusieurs courbes pour différents courants base, on obtient un réseau comme celui de la figure 6.10. Une autre façon de l'obtenir est d'utiliser un *traceur de courbes* (un instrument de mesure qui affiche I_C en fonction de V_{CE} pour un transistor). Dans la zone active de la figure 6.10, chaque courant collecteur est 100 fois plus grand que le courant base correspondant. Par exemple, la courbe du haut présente un courant collecteur de 7 mA pour un courant base de $70 \mu\text{A}$, ce qui donne un gain en courant :

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{7 \text{ mA}}{70 \mu\text{A}} = 100$$

La même observation sur n'importe quelle autre courbe donne le même résultat : un gain en courant égal à 100.

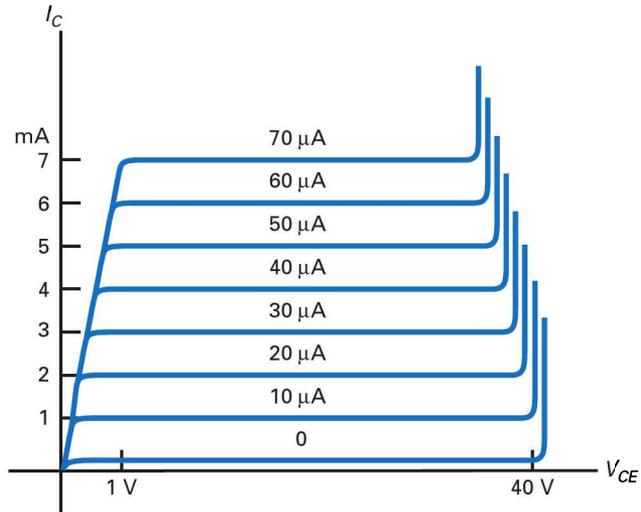


Figure 6.10 Réseau des courbes $I_C(V_{CE})$.

Avec un autre transistor, le gain pourrait être différent de 100, mais la forme des courbes serait identique. Tous les transistors ont une région active, une région de saturation et une région de claquage. La région active est la plus importante, car l'amplification de signaux y est possible.

6.6.4 La région de blocage

Sur la figure 6.10, il y a une courbe imprévue, celle du bas. Elle représente l'un des quatre modes de fonctionnement possibles. Le courant base est nul et il existe quand

même un courant collecteur très petit. Sur un traceur de courbe, il est tellement faible qu'on ne peut pas le voir. Nous avons exagéré en la traçant plus haute qu'en réalité. Cette courbe du bas donne la **région de blocage** du transistor et le faible courant collecteur est le *courant de blocage*.

Pourquoi existe-t-il un courant de blocage ? Parce que la diode collecteur en inverse présente un courant de porteurs minoritaires et un courant de fuite superficiel. Dans un montage bien conçu, ce courant de blocage est si faible qu'il est ignoré. Par exemple, pour le transistor 2N3904, il est de 50 nA. Si le courant collecteur est de 1 mA, négliger un courant de blocage de 50 nA produit une erreur insignifiante ($< 5\%$).

6.6.5 Ce qu'il faut retenir

Un transistor a quatre zones de fonctionnement : la *zone active*, la *zone saturée*, la *zone de blocage* et la *zone de claquage*. Les transistors fonctionnant dans la zone active sont utiles pour l'amplification des faibles signaux. Parfois, cette zone est appelée *région linéaire* car une variation dans le signal d'entrée donne une variation proportionnelle dans la sortie. Les fonctionnements bloqué et saturé servent dans les circuits numériques et les calculateurs ; ils sont la base des **circuits de commutation**.

Question 6.5

Pour le transistor de la figure 6.11a, $\beta_{DC} = 300$. Calculez I_B , I_C , V_{CE} et P_D .

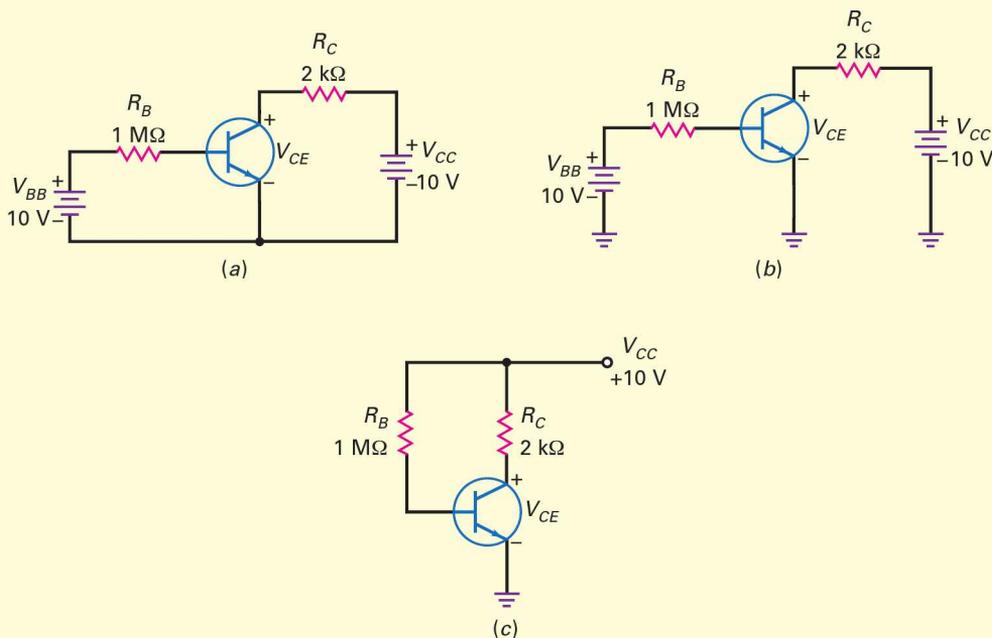


Figure 6.11 Montage à transistor.

- (a) Schéma fondamental ;
- (b) montage avec les masses ;
- (c) schéma fondamental simplifié.

Réponse La figure 6.11b représente le même montage mais avec les masses. Le courant base est égal à :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{1 \text{ M}\Omega} = 9,3 \mu\text{A}$$

Le courant collecteur vaut :

$$I_C = \beta_{DC} I_B = (300)(9,3 \mu\text{A}) = 2,79 \text{ mA}$$

et la tension collecteur-émetteur est :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10 \text{ V} - (2,79 \text{ mA})(2 \text{ k}\Omega) = 4,42 \text{ V}$$

La puissance dissipée par le collecteur est :

$$P_D = V_{CE} I_C = (4,42 \text{ V})(2,79 \text{ mA}) = 12,3 \text{ mW}$$

Incidentement, lorsque les tensions base et collecteur sont identiques, comme dans la figure 6.11b, le montage peut être représenté plus simplement (figure 6.11c).

6.5 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice précédent en utilisant une résistance de base $R_B = 680 \text{ k}\Omega$.

III Multisim

Question 6.6

La figure 6.12 montre un montage à transistor simulé sur l'écran d'un ordinateur avec un logiciel de simulation. Calculez le gain en courant du transistor 2N4424.

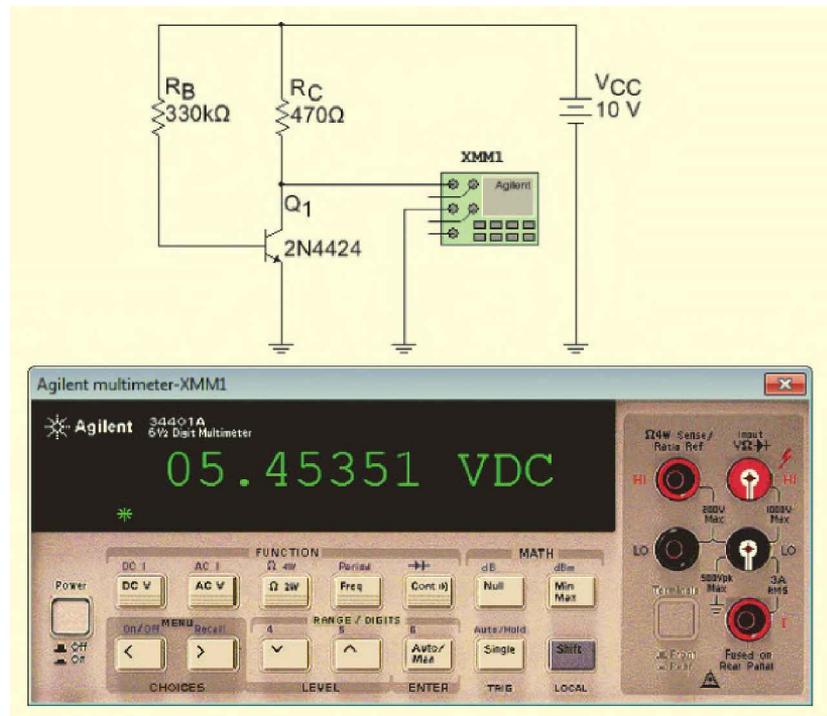


Figure 6.12
Simulation pour calculer le gain en courant du transistor 2N4424.

Réponse En premier, déterminons le courant base :

$$I_B = \frac{10 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{330 \text{ k}\Omega} = 28,2 \mu\text{A}$$

Ensuite, pour la détermination du courant collecteur, le multimètre indique 5,45 V pour la tension collecteur-émetteur (arrondie à 3 chiffres) ; la tension sur la résistance de collecteur est :

$$V = 10 \text{ V} - 5,45 \text{ V} = 4,55 \text{ V}$$

Le courant collecteur traverse cette résistance, donc la loi d'Ohm indique :

$$I_C = \frac{4,55 \text{ V}}{470 \Omega} = 9,68 \text{ mA}$$

Maintenant, nous pouvons déduire le gain en courant :

$$\beta_{\text{DC}} = \frac{9,68 \text{ mA}}{28,2 \mu\text{A}} = 343$$

Le transistor 2N4424 est une illustration d'un transistor à fort gain en courant. La plage courante des valeurs de β_{DC} s'étend de 100 à 300.

6.6 Avez-vous compris ? Dans l'exercice précédent, utiliser maintenant une résistance de base $R_B = 560 \text{ k}\Omega$ et calculer à nouveau le gain du transistor 2N4424.

6.7 Approximations du transistor

La figure 6.13a montre un transistor avec une tension V_{BE} sur la diode émetteur et une tension V_{CE} sur la sortie collecteur-émetteur. Quel est le schéma équivalent à ce transistor ?

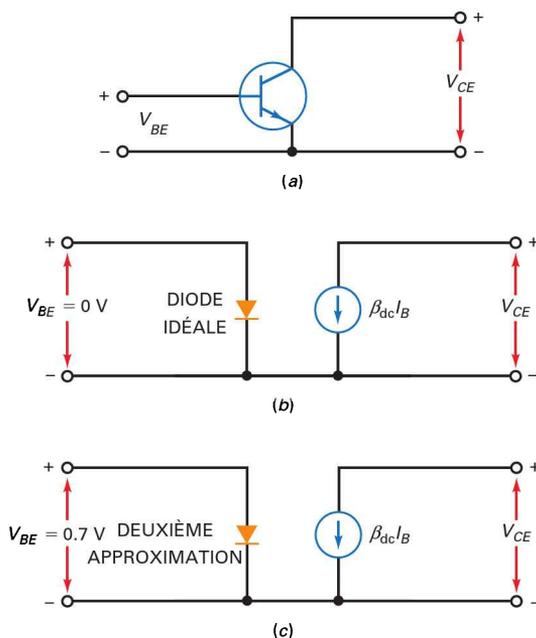


Figure 6.13
Les approximations du transistor.
(a) Composant de départ ;
(b) cas idéal ;
(c) deuxième approximation.

Bon à Savoir

Un transistor bipolaire est souvent utilisé comme source de courant constant.

6.7.1 Cas idéal

La figure 6.13b représente le schéma du transistor idéal. La diode émetteur est supposée idéale et, dans ce cas, $V_{BE} = 0$. Cela nous permet de calculer le courant base rapidement et facilement. Ce circuit équivalent est très utile pour le dépannage quand une approximation grossière de la valeur de I_B est suffisante.

La partie collecteur du transistor se comporte comme un générateur de courant qui injecte le courant $\beta_{DC} I_B$ dans la résistance de collecteur. Après avoir évalué le courant base, on le multiplie par le gain en courant pour en déduire le courant collecteur.

6.7.2 Deuxième approximation

La figure 6.13c donne le schéma du transistor en deuxième approximation. Il est le plus utilisé, car il fournit une analyse plus précise quand la source de tension base est faible.

Cette fois, nous utilisons donc la diode en deuxième approximation pour évaluer le courant base ; cela signifie que V_{BE} est égal à 0,7 V pour les transistors au silicium (0,3 V pour les transistors au germanium). Avec la deuxième approximation, les courants base et collecteur sont légèrement inférieurs à leurs valeurs dans le cas idéal.

6.7.3 Approximations d'ordre supérieur

L'influence de la résistance série de la diode émetteur devient notable uniquement pour les applications fortes puissances où les courants sont importants. La contribution de la résistance série est d'augmenter V_{BE} au-delà de 0,7 V. Par exemple, pour les montages de puissance, la tension V_{BE} peut dépasser 1 V.

De même, la résistance série de la diode collecteur présente des effets notables dans certains circuits. Outre les résistances séries, le transistor a beaucoup d'autres effets d'ordres supérieurs qui rendent les calculs analytiques longs et fastidieux. Pour cette raison, les calculs seront effectués à l'aide d'un ordinateur au-delà du deuxième ordre.

Question 6.7

D'après la figure 6.14, quelle est la tension collecteur-émetteur ?

On utilisera le transistor idéal.

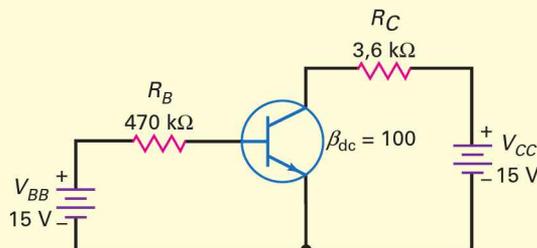


Figure 6.14

Réponse Une diode émetteur idéale donne :

$$V_{BE} = 0$$

Donc la tension sur R_B est 15 V ; la loi d'Ohm indique :

$$I_B = \frac{15 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 31,9 \text{ }\mu\text{A}$$

Le courant collecteur est égal au produit du gain en courant par le courant base :

$$I_C = 100(31,9 \mu\text{A}) = 3,19 \text{ mA}$$

La tension entre le collecteur et l'émetteur est égale à la tension de la source diminuée de la chute de tension dans la résistance de collecteur :

$$V_{CE} = 5 \text{ V} - (3,19 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = 3,52 \text{ V}$$

Dans un montage tel que celui de la figure 6.14, la connaissance de la valeur du courant émetteur n'est pas importante, et son calcul n'est généralement pas fait. Mais, puisqu'il s'agit d'un exemple, nous allons déterminer sa valeur. Il est égal à la somme du courant collecteur et du courant base :

$$I_E = 3,19 \text{ mA} + 31,9 \mu\text{A} = 3,22 \text{ mA}$$

Cette valeur est très proche de celle du courant collecteur, c'est une autre raison pour ne pas faire le calcul. Dans la plupart des cas, le courant émetteur est assimilé au courant collecteur.

Question 6.8

Multisim

Avec la deuxième approximation, quelle est la valeur de la tension collecteur-émetteur sur la figure 6.14 ?

Réponse Voici comment calculer les courants et les tensions en utilisant la deuxième approximation. La tension sur la diode émetteur est :

$$V_{BE} = 0,7 \text{ V}$$

Donc la tension sur R_B est 14,3 V (15 V de source moins 0,7 V) ; le courant base vaut :

$$I_B = \frac{14,3 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 30,4 \mu\text{A}$$

Le courant collecteur est égal au produit du gain en courant par le courant base :

$$I_C = 100(30,4 \mu\text{A}) = 3,04 \text{ mA}$$

La tension entre le collecteur et l'émetteur vaut :

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (3,04 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = 4,06 \text{ V}$$

L'amélioration de cette réponse par rapport au cas idéal est d'environ 0,5 V (4,06 V au lieu de 3,52 V). Est-ce important ? Cela dépend de ce que vous faites : dépannage, conception ou autre.

Question 6.9

Si on mesure une tension V_{BE} égale à 1 V, quelle est la tension collecteur-émetteur pour la figure 6.14 ?

Réponse La tension sur R_B est 14 V (la différence entre 15 et 1 V) ; la loi d'Ohm donne :

$$I_B = \frac{14 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 29,8 \mu\text{A}$$

Le courant collecteur est égal au produit du gain en courant par le courant base :

$$I_C = 100(29,8 \mu\text{A}) = 2,98 \text{ mA}$$

La tension entre le collecteur et l'émetteur vaut :

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (2,98 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = 4,27 \text{ V}$$

Question 6.10

Quelle est la tension collecteur-émetteur dans les trois cas précédents si l'alimentation de la base a une tension égale à 5 V ?

Réponse Avec la diode idéale :

$$I_B = \frac{5 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 10,6 \mu\text{A}$$

$$I_C = 100(10,6 \mu\text{A}) = 1,06 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (1,06 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = 11,2 \text{ V}$$

En deuxième approximation :

$$I_B = \frac{4,3 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 9,15 \mu\text{A}$$

$$I_C = 100(9,15 \mu\text{A}) = 0,915 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (0,915 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = 11,7 \text{ V}$$

Avec le V_{BE} mesuré :

$$I_B = \frac{4 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 8,51 \mu\text{A}$$

$$I_C = 100(8,51 \mu\text{A}) = 0,851 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (0,851 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = 11,9 \text{ V}$$

Cette application permet la comparaison entre les trois approximations dans le cas d'une alimentation de la base faible tension. Toutes les réponses se tiennent à moins d'un volt d'écart. C'est une première indication pour l'utilisation des différentes approximations. En dépannage, le transistor idéal est probablement suffisant, mais en conception, vous utiliserez une solution numérique pour sa précision. Le tableau *À retenir* 6.1 dresse les principales différences entre un transistor idéal et un transistor en deuxième approximation.

6.10 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice précédent en utilisant une tension de base $V_{BB} = 7 \text{ V}$.

À RETENIR 6.1 – Formes d'approximation des transistors

	Idéale	Deuxième approximation
Utilisation type	Dépannage et estimation rapide	Si besoin d'un calcul précis Lorsque V_{BB} est faible
$V_{BE} =$	0 V	0,7 V
$I_B =$	$\frac{V_{BB}}{R_B} = \frac{12 \text{ V}}{220 \text{ k}\Omega} = 54,5 \mu\text{A}$	$\frac{V_{BB} - 0,7 \text{ V}}{R_B} = \frac{12 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{220 \text{ k}\Omega} = 51,4 \mu\text{A}$
$I_C =$	$(I_B)(\beta_{dc}) = (54,5 \mu\text{A})(100) = 5,45 \text{ mA}$	$(I_B)(\beta_{dc}) = (51,4 \mu\text{A})(100) = 5,14 \text{ mA}$
$V_{CE} =$	$V_{CC} - I_C R_C$ $= 12 \text{ V} - (5,45 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 6,55 \text{ V}$	$V_{CC} - I_C R_C$ $= 12 \text{ V} - (5,14 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 6,86 \text{ V}$

6.8 Lecture d'une fiche technique

Les **transistors petits signaux** peuvent dissiper moins d'un watt ; les **transistors de puissance** peuvent supporter plus d'un watt. Quand vous consultez une fiche technique pour l'un ou l'autre des types de transistors, vous devez commencer par les gammes maximales car elles sont les limites des courants, tensions et autres grandeurs du transistor.

6.8.1 Gammes des tensions de claquage

Sur les fiches techniques de la figure 6.15, les « valeurs maximales » (*maximum ratings*) pour le transistor 2N3904 :

$$V_{CEO} = 60 \text{ V}$$

$$V_{CBO} = 40 \text{ V}$$

$$V_{EBO} = 6 \text{ V}$$

V_{CBO} est la tension de claquage inverse entre le collecteur et la base. V_{CEO} est la tension de claquage inverse entre le collecteur et l'émetteur lorsque la base est en l'air (flottante). V_{EBO} est la valeur limite de la tension inverse entre l'émetteur et la base. Comme d'habitude, une conception prudente ne portera jamais les tensions à des valeurs proches de ces maxima. Souvenez-vous : les porter près de leur limite raccourcit la durée de fonctionnement des composants.



October 2011

2N3904 / MMBT3904 / PZT3904 NPN General Purpose Amplifier

Features

- This device is designed as a general purpose amplifier and switch.
- The useful dynamic range extends to 100 mA as a switch and to 100 MHz as an amplifier.



Absolute Maximum Ratings* $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CE0}	Collector-Emitter Voltage	40	V
V_{CB0}	Collector-Base Voltage	60	V
V_{EB0}	Emitter-Base Voltage	6.0	V
I_C	Collector Current - Continuous	200	mA
T_J, T_{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Max.			Units
		2N3904	*MMBT3904	**PZT3904	
P_D	Total Device Dissipation	625	350	1,000	mW
	Derate above 25°C	5.0	2.8	8.0	mW/ $^\circ\text{C}$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	$^\circ\text{C}/\text{W}$

* Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06".

** Device mounted on FR-4 PCB 36 mm X 18 mm X 1.5 mm; mounting pad for the collector lead min. 6 cm².

Figure 6.15

(a) Fiches techniques des transistors de la famille 2N3904.

Electrical Characteristics $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 1.0\text{mA}, I_B = 0$	40		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10\times I_A, I_E = 0$	60		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10\times I_A, I_C = 0$	6.0		V
I_{BL}	Base Cutoff Current	$V_{CE} = 30\text{V}, V_{EB} = 3\text{V}$		50	nA
I_{CEX}	Collector Cutoff Current	$V_{CE} = 30\text{V}, V_{EB} = 3\text{V}$		50	nA
ON CHARACTERISTICS*					
h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 0.1\text{mA}, V_{CE} = 1.0\text{V}$ $I_C = 1.0\text{mA}, V_{CE} = 1.0\text{V}$ $I_C = 10\text{mA}, V_{CE} = 1.0\text{V}$ $I_C = 50\text{mA}, V_{CE} = 1.0\text{V}$ $I_C = 100\text{mA}, V_{CE} = 1.0\text{V}$	40 70 100 60 30	300	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10\text{mA}, I_B = 1.0\text{mA}$ $I_C = 50\text{mA}, I_B = 5.0\text{mA}$		0.2 0.3	V V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10\text{mA}, I_B = 1.0\text{mA}$ $I_C = 50\text{mA}, I_B = 5.0\text{mA}$	0.65	0.85 0.95	V V
SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS					
f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 10\text{mA}, V_{CE} = 20\text{V},$ $f = 100\text{MHz}$	300		MHz
C_{obo}	Output Capacitance	$V_{CB} = 5.0\text{V}, I_E = 0,$ $f = 1.0\text{MHz}$		4.0	pF
C_{ibo}	Input Capacitance	$V_{EB} = 0.5\text{V}, I_C = 0,$ $f = 1.0\text{MHz}$		8.0	pF
NF	Noise Figure	$I_C = 100\times I_A, V_{CE} = 5.0\text{V},$ $R_S = 1.0\text{k}\Omega,$ $f = 10\text{Hz to } 15.7\text{kHz}$		5.0	dB
SWITCHING CHARACTERISTICS					
t_d	Delay Time	$V_{CC} = 3.0\text{V}, V_{BE} = 0.5\text{V}$		35	ns
t_r	Rise Time	$I_C = 10\text{mA}, I_{B1} = 1.0\text{mA}$		35	ns
t_s	Storage Time	$V_{CC} = 3.0\text{V}, I_C = 10\text{mA},$		200	ns
t_f	Fall Time	$I_{B1} = I_{B2} = 1.0\text{mA}$		50	ns

* Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\times$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$ **Ordering Information**

Part Number	Marking	Package	Packing Method	Pack Qty
2N3904BU	2N3904	TO-92	BULK	10000
2N3904TA	2N3904	TO-92	AMMO	2000
2N3904TAR	2N3904	TO-92	AMMO	2000
2N3904TF	2N3904	TO-92	TAPE REEL	2000
2N3904TFR	2N3904	TO-92	TAPE REEL	2000
MMBT3904	1A	SOT-23	TAPE REEL	3000
MMBT3904_D87Z	1A	SOT-23	TAPE REEL	10000
PZT3904	3904	SOT-223	TAPE REEL	2500

Figure 6.15
(b) suite

6.8.2 Courant maximal et puissance maximale

La fiche technique (figure 6.15) fournit aussi les valeurs limites suivantes :

$$I_C = 200 \text{ mA DC}$$

$$P_D = 625 \text{ mW}$$

I_C est la limite du courant continu collecteur ; le transistor 2N3904 peut supporter un courant continu égal à 200 mA au maximum, la puissance maximale n'étant pas dépassée.

La donnée suivante est P_D : c'est la puissance maximale du composant. Le choix de P_D dépend du type de refroidissement prévu pour le transistor. Sans air pulsé et sans *radiateur* (étudié plus loin), la température T_C de son boîtier est plus élevée que la température ambiante T_A .

Dans la plupart des utilisations d'un petit transistor comme le 2N3904, il n'y a pas de refroidissement par air pulsé ni de radiateur ; la gamme de puissance maximale est 625 mW quand la température ambiante (T_A) est 25 °C.

T_C (indice C mis pour *case*) est la température du boîtier ou de l'encapsulation. Souvent, elle est supérieure à 25 °C à cause de la chaleur dégagée à l'intérieur du transistor.

La seule manière de la garder identique à la température ambiante est le refroidissement par air pulsé ou l'utilisation d'un radiateur de taille importante. Dans ces conditions, la gamme de puissance maximale est 1,5 W.

6.8.3 Facteurs de réduction

Quelle est l'importance d'un facteur de réduction ? Le facteur de réduction indique de combien il faut diminuer la gamme de puissance d'un composant. Le facteur de réduction du transistor 2N3904 est 5 mW / °C : il faut réduire la puissance maximale (625 mW) de 5 mW pour chaque degré au-dessus de 25 °C.

6.8.4 Radiateurs

Une méthode pour augmenter la gamme de puissance d'un transistor est d'éliminer rapidement la chaleur interne. C'est le rôle d'une masse de métal appelée **radiateur** (dissipateur de chaleur). En augmentant la surface du boîtier du transistor, on permet à la chaleur de s'échapper plus facilement dans l'air ambiant. La figure 6.16a montre un radiateur à ailettes. Quand le boîtier du transistor est introduit à l'intérieur, la chaleur se dégage plus facilement grâce à l'augmentation de surface créée par les ailettes.

La figure 6.16b montre un autre modèle. C'est la silhouette d'un transistor à fixation. Une patte métallique procure un chemin vers l'extérieur pour évacuer la chaleur. Cette attache métallique est fixée sur le châssis du montage qui est un dissipateur important, et la chaleur peut facilement sortir du transistor.

Les transistors de puissance (figure 6.16c) ont leur collecteur connecté au boîtier pour permettre à la chaleur de sortir aussi facilement que possible. Là aussi, le boîtier du transistor est fixé sur le châssis. Pour éviter la mise à la masse du collecteur, une fine rondelle de matière isolante et conductrice de la chaleur est insérée entre le boîtier du transistor et le châssis. L'idée fondamentale est que plus la chaleur quitte rapidement le transistor, plus sa gamme de puissance est élevée à la même température ambiante. Parfois, le transistor est fixé à un important radiateur pourvu d'ailettes ; c'est souvent le plus efficace pour la dissipation de la chaleur. Dans la figure 6.16c, la vue du boîtier montre les connecteurs base et émetteur, vus depuis le bas du transistor (vue de face des fils). Notez que les fils de base et d'émetteur sont décalés du centre du boîtier.

De toute façon, quel que soit le type de radiateur utilisé, le but visé est d'abaisser la température du boîtier, car elle est toujours inférieure à la température des jonctions du transistor. Les fiches techniques introduisent la notion de **résistance thermique**, ce qui permet de calculer la température du boîtier pour différents radiateurs.

6.8.5 Gain en courant

Dans une autre méthode d'analyse appelée **paramètres h**, h_{FE} comme β_{DC} sont les symboles du gain en courant. Ces deux grandeurs sont égales :

$$\beta_{DC} = h_{FE} \quad (6.9)$$

Retenez cette relation, car les fiches techniques utilisent la notation h_{FE} pour le gain en courant.

Dans un paragraphe intitulé *On characteristics* (« propriétés ON », figure 6.15b), la fiche du transistor 2N3904 énumère les valeurs de h_{FE} de la manière suivante (tableau 6.1).

Tableau 6.1 – h_{FE} EN FONCTION DE I_C .

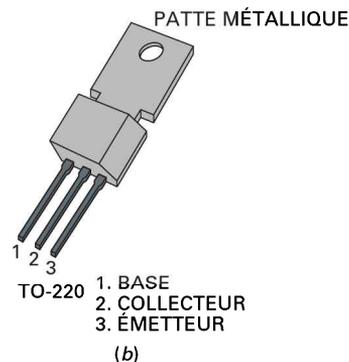
I_C (mA)	h_{FE} min	h_{FE} max
0,1	40	–
1	70	–
10	100	300
50	60	–
100	30	–

Le transistor 2N3904 fonctionne mieux pour un courant collecteur voisin de 10 mA. À cette valeur, le gain en courant minimal est 100 et le gain maximal est 300. Qu'est-ce que cela signifie ? Dans une production massive de montages utilisant le transistor 2N3904 avec un courant collecteur de 10 mA, certains transistors ont un gain en courant faible, de l'ordre de 100, et d'autres un gain de l'ordre de 300. La plupart présentent un gain au milieu de la gamme.

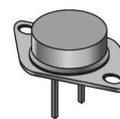
Remarquez la décroissance du gain en courant pour des courants collecteurs inférieurs ou supérieurs à 10 mA. À 0,1 mA, le gain en courant minimal vaut 40 ; pour 100 mA, il vaut 30. La fiche ne donne que les valeurs minimales pour les courants collecteurs différents de 10 mA, car elles représentent le cas le plus défavorable. Les ingénieurs d'études conçoivent avec le cas le plus défavorable ; de cette manière, ils évaluent les propriétés du montage quand les caractéristiques du transistor sont les plus mauvaises.



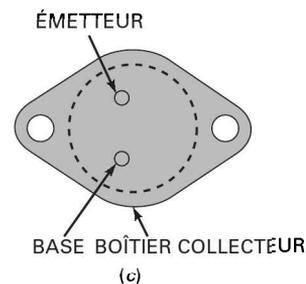
(a)



(b)



TO-204AA (TO-3)
CASE 1-07



(c)

Figure 6.16
(a) Radiateur amovible ;
(b) transistor de puissance à tablette ;
(c) transistor de puissance avec collecteur au boîtier.

Question 6.11

Pour un transistor 2N3904, on a $V_{CE} = 10$ V et $I_C = 20$ mA. Quelle est la puissance dissipée ? Ce niveau de puissance est-il sûr si la température ambiante est 25 °C ?

Réponse Multiplions V_{CE} par I_C pour obtenir P_D :

$$P_D = (10 \text{ V})(20 \text{ mA}) = 200 \text{ mW}$$

Est-ce prudent ? Si la température ambiante est 25 °C, le transistor présente une gamme de puissance maximale de 625 mW. Par conséquent, le transistor fonctionne bien à l'intérieur de sa gamme de puissance.

Un facteur de sécurité 2 autorise la moitié de 625 mW, soit 312 mW. En tout cas, une puissance de 200 mW est très prudente à condition que la température ambiante reste à 25 °C.

Question 6.12

Le niveau de puissance dissipée dans l'exemple 6.11 est-il prudent si la température ambiante est 100 °C ?

Réponse Déterminons de combien de degrés la nouvelle température est supérieure à la température de référence 25 °C :

$$100\text{ °C} - 25\text{ °C} = 75\text{ °C}$$

On peut écrire parfois :

$$\Delta T = 75\text{ °C}$$

où Δ signifie « variation de ». La relation précédente se lit : variation de température de 75 °C.

Maintenant, multiplions la variation de température par le facteur de réduction :

$$(5\text{ mW/°C})(75\text{ °C}) = 375\text{ mW}$$

On écrit souvent :

$$\Delta P = 375\text{ mW}$$

où ΔP représente la variation de puissance. Nous enlevons la variation de puissance à la gamme de puissance à 25 °C :

$$P_{D(\max)} = 625\text{ mW} - 375\text{ mW} = 250\text{ mW}$$

On obtient la puissance maximale du transistor quand la température ambiante est 100 °C.

Le montage est-il encore prudent ? Le transistor est encore bon car sa puissance dissipée est 200 mW, inférieure aux 250 mW fatidiques. Mais il n'y a plus le facteur 2 de sécurité. Si la température ambiante continue à augmenter, ou si la puissance dissipée vient à monter, le transistor s'approchera dangereusement de son point de destruction. Le concepteur doit donc repenser le montage pour retrouver le facteur de sécurité 2, et il faudra changer les valeurs du circuit pour obtenir une puissance dissipée de moitié, soit 125 mW.

6.12 Avez-vous compris ? En prenant un facteur de sécurité de 2, pensez-vous qu'il soit possible d'utiliser le transistor 2N3904 de l'exemple ci-dessus si la température ambiante était de 75 °C ?

6.9 Transistors montés en surface

Généralement, on trouve les transistors montés en surface dans un boîtier SOT (*Small-Outline Transistor* : transistor en boîtier à connexions courtes) à trois broches en « ailes de mouettes ». Le SOT-23 est le plus petit, il est utilisé pour les

transistors dans la gamme du milliwatt. Le boîtier SOT-223 est plus important, il est employé pour des gammes de puissance de l'ordre du watt.

La figure 6.17 représente un boîtier SOT-23. Vues d'en haut, les broches sont numérotées dans le sens des aiguilles d'une montre avec la broche 3 isolée sur un côté. Leur rôle est assez bien standardisé pour les transistors bipolaires : 1 est la base, 2 l'émetteur et 3 le collecteur. (Pour le TEC, les attributions sont les suivantes : 1 est le drain, 2 la source et 3 la grille.)

Le boîtier SOT-223 est conçu pour dissiper la chaleur créée par le transistor. Il possède une surface plus importante que le SOT-23 pour augmenter sa faculté à évacuer de la chaleur. Une petite partie de celle-ci s'élimine par la surface supérieure, le reste s'échappe par le contact entre le composant et le châssis du montage. Sa caractéristique principale est la languette qui prolonge le collecteur de l'autre côté de la broche principale. La vue du dessous (figure 6.18) montre bien que les deux broches collecteur sont électriquement identiques.

La répartition des broches est différente entre le SOT-23 et le SOT-223. Les trois sont sur un bord et sont numérotées de la gauche vers la droite. Vues d'en haut, 1 est la base, 2 le collecteur (électriquement identique à la grande attache de l'autre côté) et 3 l'émetteur. En réexaminant la figure 6.15, notez que le 2N3904 dispose de deux boîtiers montés en surface. Le MMBT3904 est un boîtier SOT-23 avec une puissance dissipée maximale de 350 mW alors que le PZT3904 est un boîtier SOT-23 avec une valeur de puissance dissipée de 1 000 mW.

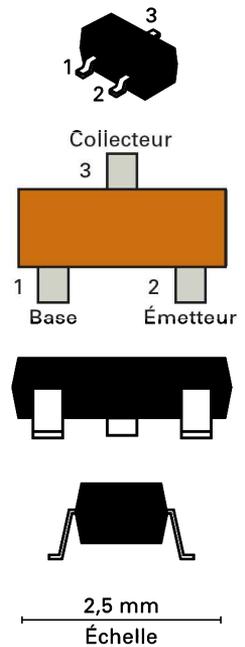


Figure 6.17
Le boîtier SOT-23 est utilisable pour le montage en surface des transistors de gamme inférieure à 1 W.

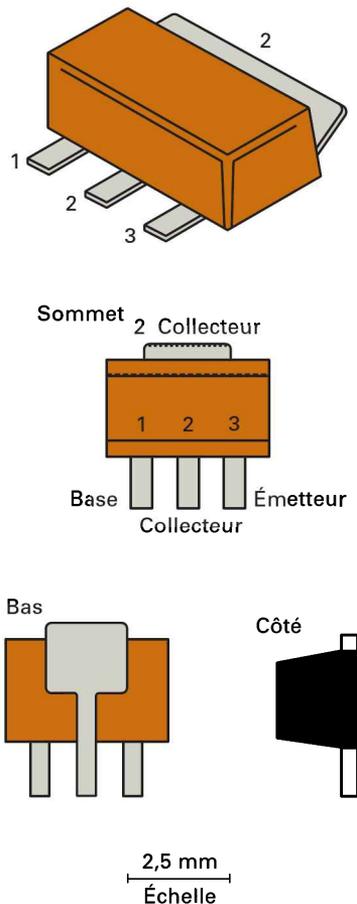


Figure 6.18
Le boîtier SOT-223 est destiné aux transistors de gamme de l'ordre du watt.

Le SOT-23 est trop petit pour posséder une identification codée imprimée sur sa surface. La seule manière de déterminer le standard est de noter le numéro de composant imprimé sur la carte et de consulter la liste des composants du montage. Les SOT-223 sont suffisamment grands pour avoir leurs codes d'identification imprimés sur leur surface, mais ces codes suivent rarement la standardisation des transistors. La méthode classique pour en savoir plus sur un transistor dans un boîtier SOT-223 est donc la même que pour le boîtier SOT-23.

Parfois, un montage présente des boîtiers SOIC (*Small-Outline Integrated Circuit* : circuit intégré au boîtier à connexions courtes) qui hébergent plusieurs transistors. Ils ressemblent aux minuscules boîtiers DIP (*Dual In-line Package* : boîtier à double rangée de broches) utilisés couramment pour les circuits intégrés de l'ancienne technologie de réalisation des montages. Les broches du boîtier SOIC ont la forme en ailes de mouettes nécessaire pour le montage en surface.

Bon à Savoir

Le symbole h_{FE} est un paramètre hybride qui exprime comme β_{DC} , le gain en courant en émetteur commun. Il fait partie du système de notation des paramètres h très couramment utilisé pour spécifier les paramètres des transistors ; notamment dans les fiches techniques.

6.10 Variations du gain en courant

Le gain en courant d'un transistor β_{DC} dépend de trois facteurs : le transistor, le courant collecteur et la température. Par exemple, si vous remplacez un transistor par un autre du même type, le gain en courant est généralement différent. De même, si la température ou le courant collecteur changent, le gain en courant varie.

6.10.1 Le meilleur et le pire...

Concrètement, la fiche technique d'un transistor 2N3904 donne, pour h_{FE} , une valeur comprise entre 100 (minimum) et 300 (maximum) à la température 25 °C, et un courant collecteur $I_C = 10$ mA. Dans un millier de montages avec des transistors 2N3904, certains de ces derniers présentent un gain en courant aussi bas que 100 (le pire des cas) et d'autres un gain aussi haut que 300 (le meilleur des cas).

La figure 6.19 montre les courbes du transistor 2N3904 dans le pire des cas (h_{FE} minimal). Regardez la courbe du milieu qui représente le gain en courant pour la température ambiante 25 °C : quand le courant collecteur est de 10 mA, le gain en courant est 100, c'est le pire des cas. (Dans le meilleur des cas, quelques transistors 2N3904 ont un gain en courant égal à 300 pour 10 mA et 25 °C.)

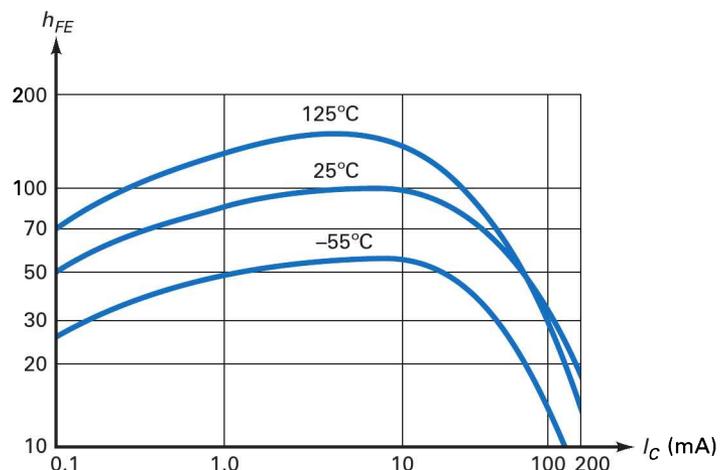


Figure 6.19
Variation du gain en courant.

6.10.2 Effets du courant et de la température

À la température 25 °C (courbe du milieu), le gain en courant vaut 50 quand $I_C = 0,1$ mA. Comme il augmente entre 0,1 mA et 10 mA, il atteint la valeur maximale 100, puis il diminue jusqu'à 20 quand $I_C = 200$ mA.

Remarquez aussi l'effet de la température. Quand la température décroît, le gain en courant est plus petit (courbe inférieure). Par contre, quand la température croît, h_{FE} augmente et dépasse la valeur maximale 100 (courbe supérieure).

6.10.3 Ce qu'il faut retenir

Comme vous le voyez, le changement de transistor, les variations du courant collecteur ou de la température entraînent de grandes modifications de h_{FE} ou de β_{DC} .

À une température donnée, une variation de rapport 3/1 est possible lors d'un remplacement du transistor. Une évolution de la température peut entraîner une autre modification de rapport 3/1. Les variations du courant peuvent engendrer des évolutions supérieures à un rapport 3/1. En résumé, le transistor 2N3904 peut présenter un gain en courant inférieur à 10 et supérieur à 300. Par conséquent, toute conception qui dépend d'une valeur précise du gain en courant ne convient pas en production de masse.

6.11 La droite de charge

Pour qu'un transistor fonctionne comme un amplificateur ou un commutateur, il faut d'abord que ses conditions de fonctionnement DC soient correctement définies. C'est appelé la polarisation correcte du transistor. Différentes méthodes de polarisation sont possibles, qui ont chacune des avantages et des inconvénients. Dans ce chapitre, nous commençons par la polarisation par la base.

6.11.1 Polarisation par la base

Le montage de la figure 6.20a est un exemple de **polarisation par la base**, ce qui revient à *fixer une valeur déterminée du courant base*. Par exemple, pour $R_B = 1$ M Ω , le courant dans la base est de 14,3 μ A (deuxième approximation). Même si le transistor est remplacé ou si la température change, le courant base reste fixé à approximativement 14,3 μ A dans toutes les conditions de fonctionnement.

Si $\beta_{DC} = 100$ (figure 6.20a) le courant collecteur est sensiblement 1,43 mA et la tension collecteur-émetteur est :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 15 \text{ V} - (1,43 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 10,7 \text{ V}$$

Par conséquent, le point de fonctionnement (figure 6.20a) a pour coordonnées :

$$I_C = 1,43 \text{ mA} \quad \text{et} \quad V_{CE} = 10,7 \text{ V}$$

6.11.2 Résolution graphique

On peut aussi déterminer le point de fonctionnement en utilisant une résolution graphique basée sur la **droite de charge**, une courbe de I_C en fonction de V_{CE} .

Sur la figure 6.20a, la tension collecteur-émetteur est donnée par :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

L'expression de I_C donne :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (6.10)$$

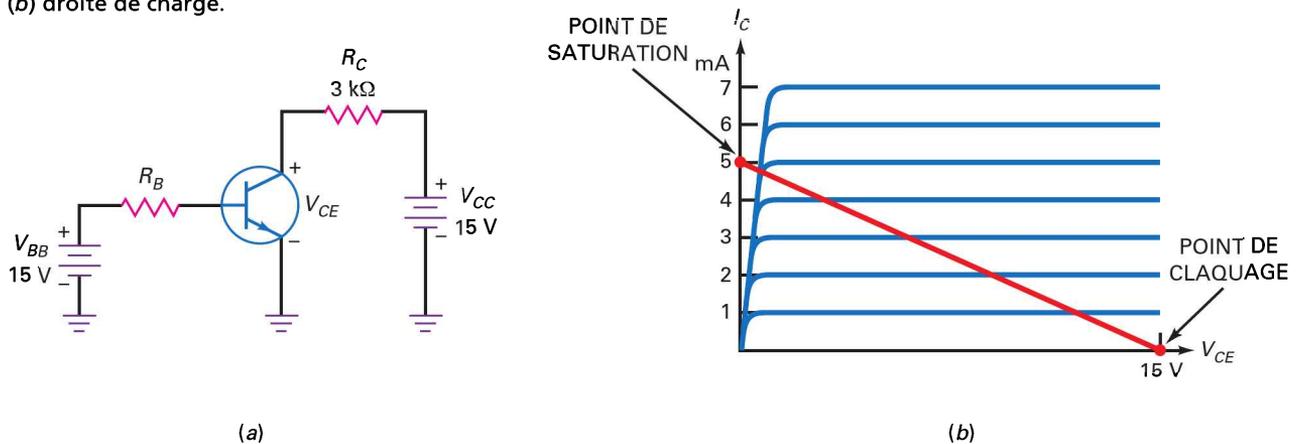
Le tracé de cette relation (I_C en fonction de V_{CE}) donne une droite appelée *droite de charge* car elle représente l'influence de la charge sur I_C et V_{CE} .

Par exemple, en substituant les valeurs de la figure 6.20a dans la relation (6.10), on obtient :

$$I_C = \frac{15\text{ V} - V_{CE}}{3\text{ k}\Omega}$$

Cette relation est une équation linéaire, sa représentation graphique est une droite. (*Remarque* : une *équation linéaire* est une relation qui peut être réduite à la forme classique $y = mx + b$.) Le tracé de l'équation précédente sur le réseau de courbes du courant collecteur donne la figure 6.20b.

Figure 6.20
Polarisation par la base.
(a) Montage ;
(b) droite de charge.



Les extrémités sont très faciles à déterminer. Si $V_{CE} = 0$ dans l'équation de la droite de charge (équation précédente), on obtient :

$$I_C = \frac{15\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} = 5\text{ mA}$$

Les valeurs $I_C = 5\text{ mA}$ et $V_{CE} = 0$ donnent le point supérieur de la droite de charge (figure 6.20b).

Si $I_C = 0$, son équation donne :

$$0 = \frac{15\text{ V} - V_{CE}}{3\text{ k}\Omega}$$

ou

$$V_{CE} = 15\text{ V}$$

Les coordonnées $I_C = 0$ et $V_{CE} = 15\text{ V}$ donnent le point inférieur de la droite de charge (figure 6.20b).

6.11.3 Représentation visuelle de tous les points de fonctionnement

Pourquoi la droite de charge est-elle utile ? Parce qu'elle contient tous les points de fonctionnement réalisables du montage. Quand la résistance de base varie de zéro

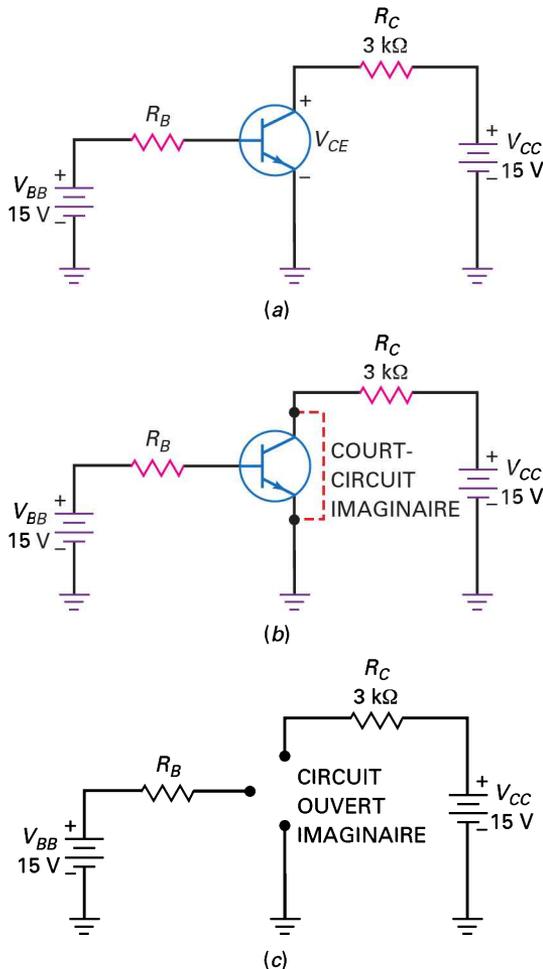
à l'infini, elle force I_B et par conséquent I_C à décrire toute la plage des valeurs acceptables. La représentation de tous les points déterminés par les valeurs I_C et V_{CE} pour les valeurs I_B réalisables donne la droite de charge. La droite de charge est la représentation visuelle de *tous les points de fonctionnement possibles du transistor*.

6.11.4 Le point de saturation

Quand la résistance de base est trop petite, il y a trop de courant collecteur et la tension collecteur-émetteur descend approximativement à zéro. Dans ce cas, le transistor est à la *saturation*, le courant collecteur a atteint sa valeur maximale réalisable.

Le **point de saturation** (figure 6.20b) est le point d'intersection entre la droite de charge et la zone de saturation de la courbe $I(I)$ du courant collecteur. La tension V_{CE} à la saturation étant très faible, le point de saturation est presque sur l'extrémité supérieure de la droite de charge. À partir d'ici, nous assimilerons le point de saturation à l'extrémité supérieure de la droite de charge, en gardant en tête qu'il y a une légère erreur.

Le point de saturation donne le courant collecteur maximal pour le circuit. Par exemple, le transistor de la figure 6.21a est à la saturation quand le courant collecteur est d'environ 5 mA. Pour un tel courant, la tension V_{CE} devient pratiquement nulle.



Bon à Savoir

Quand un transistor est saturé, une augmentation du courant de base ne produit aucune augmentation du courant collecteur.

Figure 6.21
Détermination des extrémités de la droite de charge.
(a) Montage ;
(b) évaluation du courant collecteur de saturation ;
(c) évaluation de la tension collecteur-émetteur au blocage.

Il existe une méthode simple pour trouver le courant à la saturation. Imaginez un court-circuit entre le collecteur et l'émetteur (figure 6.21b) ; alors V_{CE} « descend » à zéro. La totalité des 15 V de l'alimentation collecteur se retrouve sur la résistance 3 k Ω . Le courant est alors :

$$I_C = \frac{15 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

Vous utiliserez ce « court-circuit imaginaire » dans tous les montages de polarisation par la base.

Voici l'expression du courant collecteur à la saturation dans une polarisation par la base :

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (6.11)$$

La valeur maximale du courant collecteur est égale à la tension de l'alimentation collecteur divisée par la résistance dans la branche collecteur. Ce n'est rien d'autre que la loi d'Ohm appliquée à cette résistance. La figure 6.21b est un aide-mémoire visuel de cette relation.

6.11.5 Le point de blocage

Le **point de blocage** (*cutoff*) est l'endroit où la droite de charge coupe la zone de blocage des courbes du courant collecteur (figure 6.20b). Au blocage du transistor, le courant collecteur étant très faible, le point de blocage est presque confondu avec l'extrémité inférieure de la droite de charge. À partir d'ici, nous assimilerons le point de blocage à l'extrémité inférieure de la droite de charge.

Ce point donne la tension collecteur-émetteur maximale pour le montage. D'après la figure 6.21a, elle est égale à 15 V : c'est la tension de l'alimentation collecteur.

Il existe un procédé simple pour trouver la tension de blocage. Transformez le transistor de la figure 6.21a en un circuit ouvert (figure 6.21c). Dans ces conditions, l'absence de courant collecteur dans la résistance entraîne l'apparition de la tension de l'alimentation collecteur entre les bornes collecteur-émetteur. De ce fait, la tension entre le collecteur et l'émetteur est égale à 15 V :

$$V_{CE(\text{blocage})} = V_{CC} \quad (6.12)$$

Bon à Savoir

Un transistor est dans un état de blocage (est bloqué) lorsque son courant collecteur est égal à zéro.

||| Multisim

Question 6.13

D'après la figure 6.22a, quels sont le courant de saturation et la tension de blocage ?

Réponse Imaginons un court-circuit entre le collecteur et l'émetteur. Alors :

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{30 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA}$$

Maintenant, imaginons un circuit ouvert entre le collecteur et l'émetteur. Dans ce cas :

$$V_{CE(\text{blocage})} = 30 \text{ V}$$

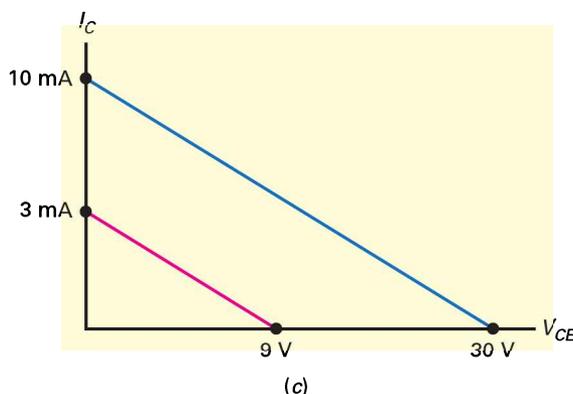
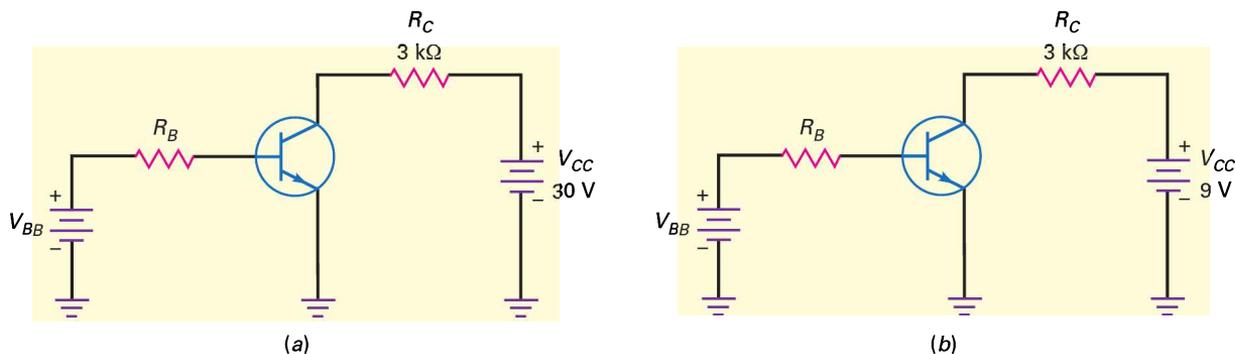


Figure 6.22
Droites de charge pour la même résistance de collecteur. (a) Avec une alimentation collecteur de 30 V ; (b) avec une alimentation collecteur de 9 V ; (c) les droites de charge ont la même pente.

Question 6.14

Calculez les valeurs de saturation et de blocage pour la figure 6.22b. Tracez la droite de charge pour cet exemple et pour le précédent.

Réponse Avec un court-circuit imaginaire entre le collecteur et l'émetteur :

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{9 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 3 \text{ mA}$$

Un circuit ouvert imaginaire entre le collecteur et l'émetteur donne :

$$V_{CE(\text{blocage})} = 9 \text{ V}$$

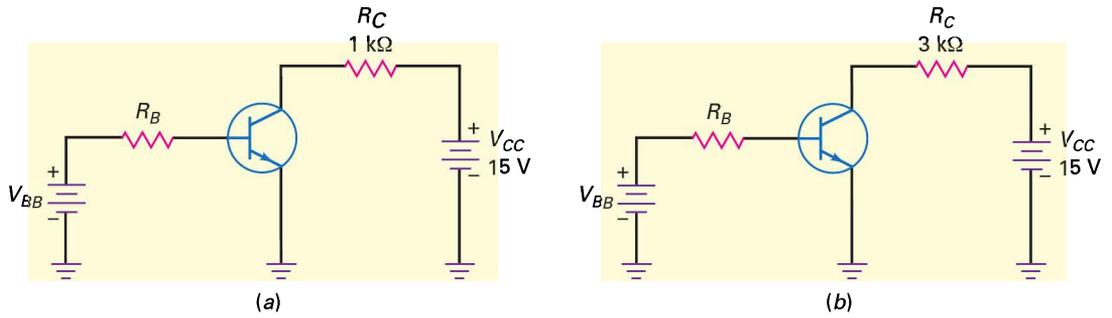
La figure 6.22c représente les deux droites de charge. Changer la tension de l'alimentation collecteur en gardant la même résistance dans la branche collecteur donne deux droites de charge de même pente, mais avec des valeurs différentes de la saturation et du blocage.

6.4 Avez-vous compris ? Calculer le courant de saturation et la tension de blocage du transistor de la figure 6.22b si la résistance de collecteur vaut 2 kΩ et $V_{CC} = 12 \text{ V}$.

Question 6.15

D'après la figure 6.23a, quels sont le courant de saturation et la tension de blocage ?

III Multisim

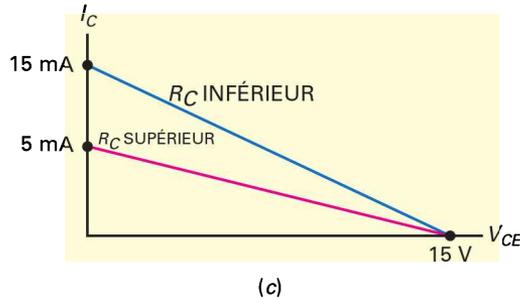
**Figure 6.23**

Droites de charge pour la même tension d'alimentation.

(a) La résistance de collecteur est égale à $1\text{ k}\Omega$;

(b) la résistance de collecteur est égale à $3\text{ k}\Omega$;

(c) une faible résistance de collecteur donne une forte pente.



Réponse Le courant de saturation vaut :

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{15\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 15\text{ mA}$$

La tension au blocage est :

$$V_{CE(\text{blocage})} = 15\text{ V}$$

Question 6.16

Calculez les valeurs de la saturation et du blocage sur la figure 6.23b. Ensuite, comparez les droites de charge entre cette question et la précédente.

Réponse Les calculs sont les suivants :

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{15\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} = 5\text{ mA}$$

et

$$V_{CE(\text{blocage})} = 15\text{ V}$$

Les droites de charge sont représentées sur la figure 6.23c. Changer la résistance de collecteur avec la même tension d'alimentation collecteur donne deux droites de charge de pentes différentes mais de même tension de blocage. Remarquez en plus que de faibles résistances provoquent de fortes pentes (qui se rapprochent de la verticale). En effet, la pente de la droite de charge est l'inverse de la résistance dans la branche collecteur :

$$\text{Pente} = \frac{1}{R_C}$$

6.16 Avez-vous compris ? Sur la figure 6.23b, que devient la droite de charge si la résistance de collecteur vaut $R_C = 5\text{ k}\Omega$?

6.12 Le point de fonctionnement

Chaque circuit à transistor possède sa droite de charge. Parmi eux, certains fonctionnent en courant collecteur de saturation ou à la tension de blocage. Ces grandeurs se trouvent respectivement sur l'axe vertical et sur l'axe horizontal ; tracer une ligne entre ces deux points fournit la droite de charge.

6.12.1 Tracer le point de fonctionnement

La figure 6.24a donne le montage polarisé par la base à l'aide d'une résistance de 500 kΩ dans le circuit de la base. Par la méthode précédente, nous obtenons le courant de saturation et la tension de blocage. D'abord, imaginons un court-circuit entre le collecteur et l'émetteur ; alors, la tension de l'alimentation se retrouve sur la résistance, elle donne un courant de saturation de 5 mA. Ensuite, transformons les bornes collecteur et émetteur en circuit ouvert ; alors, il ne passe plus de courant et toute la tension de la source s'y retrouve, ce qui donne une tension de blocage de 15 V. Maintenant, nous pouvons tracer la droite de charge (figure 6.24b).

Continuons ce raisonnement simple et considérons un transistor idéal. Toute la tension de la source de base apparaît sur la résistance de base. D'où le courant base :

$$I_B = \frac{15 \text{ V}}{500 \text{ k}\Omega} = 30 \mu\text{A}$$

Pour continuer, il nous faut le gain en courant ; supposons qu'il soit égal à 100 ; le courant collecteur vaut :

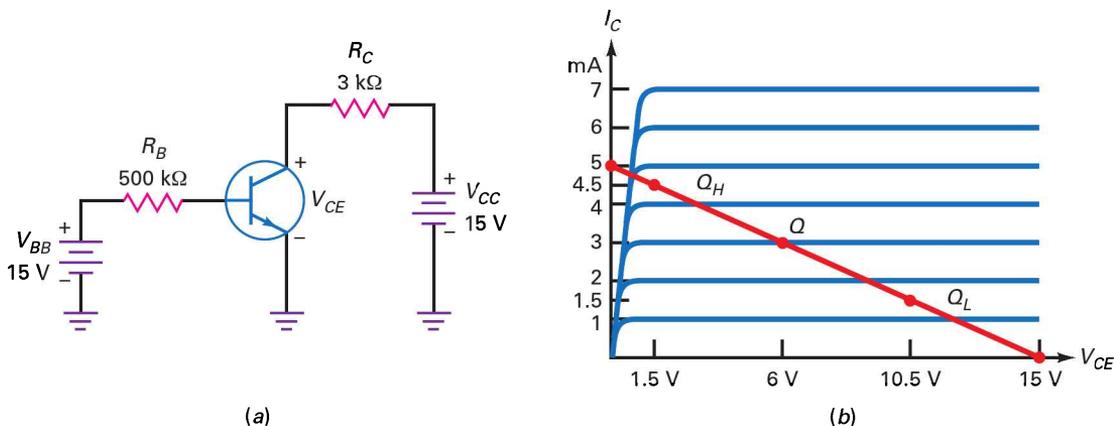
$$I_C = 100(30 \mu\text{A}) = 3 \text{ mA}$$

Ce courant à travers les 3 kΩ produit une chute de tension de 9 V. Cette valeur est ôtée de la tension de la source pour obtenir la tension sur le transistor :

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (3 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 6 \text{ V}$$

En reportant 3 mA et 6 V (le courant et la tension collecteur), nous obtenons le **point de fonctionnement** (ou **point de repos**) sur la droite de charge (figure 6.24b) ; il est noté **Q** (*quiescent point*).

Figure 6.24
Calcul du point Q.
(a) Montage ;
(b) positions de Q en fonction du gain en courant.



Bon à Savoir

Étant donné que les valeurs de I_C et V_{CE} sont dépendantes des valeurs de β en polarisation par la base, on dit du circuit qu'il est β -dépendant.

6.12.2 Pourquoi le point Q se déplace-t-il ?

Supposons un gain en courant de 100. Que se passe-t-il s'il devient 50 ou 150 ? Pour commencer, le courant base reste le même car le gain n'a aucun effet sur lui. Dans le cas idéal, il est fixé à $30 \mu\text{A}$. Si le gain en courant est 50 :

$$I_C = 50(30 \mu\text{A}) = 1,5 \text{ mA}$$

et la tension collecteur-émetteur vaut :

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (1,5 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 10,5 \text{ V}$$

En reportant les valeurs, nous obtenons le point Q_L (figure 6.24b).

Avec un gain en courant de 150, alors :

$$I_C = 150(30 \mu\text{A}) = 4,5 \text{ mA}$$

et la tension collecteur-émetteur vaut :

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (4,5 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 1,5 \text{ V}$$

Le report de ces valeurs donne le point Q_H (figure 6.24b).

Les trois points Q de la figure 6.24b illustrent la sensibilité du point de fonctionnement d'un transistor polarisé par la base à toute variation de β_{DC} . Quand celui-ci évolue de 50 à 150, le courant collecteur passe de 1,5 mA à 4,5 mA. Avec des variations de gain plus importantes, le point Q peut facilement atteindre la saturation ou le blocage. Dans ce cas, le circuit amplificateur diminue en qualité à cause des pertes de gain en courant hors de la région active.

6.12.3 Relations

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \quad (6.13)$$

$$I_C = \beta_{DC} I_B \quad (6.14)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (6.15)$$

||| Multisim**Question 6.17**

La résistance de base dans la figure 6.24a est augmentée à $1 \text{ M}\Omega$. Que devient la tension collecteur-émetteur si β_{DC} vaut 100 ?

Réponse Dans le cas idéal, le courant base diminue à $15 \mu\text{A}$, le courant collecteur à $1,5 \text{ mA}$, et la tension collecteur augmente à :

$$V_{CE} = 15 - (1,5 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 10,5 \text{ V}$$

En deuxième approximation, le courant base devient $14,3 \mu\text{A}$ et le courant collecteur diminue à $1,43 \text{ mA}$. La tension collecteur augmente à :

$$V_{CE} = 15 - (1,43 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 10,7 \text{ V}$$

6.17 Avez-vous compris ? Si la valeur de β_{DC} dans l'exemple précédent devient 150, trouver la nouvelle valeur de V_{CE} .

6.13 Identification de la saturation

Il y a deux types fondamentaux de montages à transistor : les **amplificateurs** et les **commutateurs**. En amplification, le point Q reste dans la région active pour toutes les conditions de fonctionnement (sinon, la crête du signal de sortie est distordue quand la saturation ou le blocage interviennent). Avec les circuits de commutation, le point Q bascule généralement entre la saturation et le blocage. Comment ces circuits fonctionnent-ils ? Que font-ils et à quoi servent-ils ? Ces questions seront discutées plus tard.

6.13.1 Réponses impossibles

Supposons que le transistor de la figure 6.25a présente une tension de claquage supérieure à 20 V. Alors, nous savons qu'il n'opère pas en zone de claquage. En plus, à cause des tensions de polarisation, nous pouvons dire d'un simple coup d'œil qu'il n'est pas au blocage. Il n'est pas évident *a priori* de savoir si son fonctionnement se situe dans la zone active ou à la saturation. Il doit être dans l'une de ces deux régions, mais laquelle ?

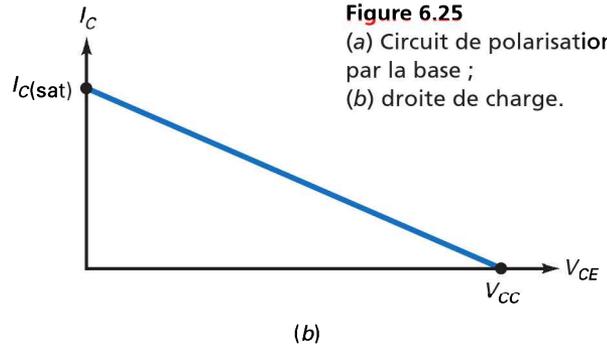
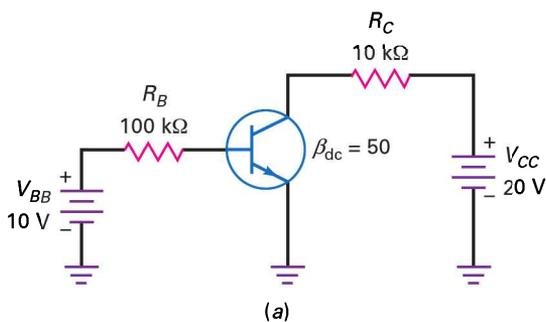


Figure 6.25
(a) Circuit de polarisation par la base ;
(b) droite de charge.

Dépanneurs et concepteurs utilisent souvent la méthode suivante pour déterminer si le transistor a son point de fonctionnement dans la zone active ou à la saturation. Voici les étapes à suivre :

- 1) Supposer que le transistor est en zone active.
- 2) Effectuer les calculs pour les courants et tensions.
- 3) Si un résultat impossible survient dans le déroulement des calculs, l'hypothèse est fautive.

Une réponse impossible signifie que le transistor est à la saturation, sinon il est dans la zone active.

6.13.2 Méthode du courant de saturation

Par exemple, la figure 6.25a montre un circuit de polarisation par la base. Commençons par calculer le courant de saturation :

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{20 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

Le courant base idéal est de 0,1 mA ; avec le gain en courant de 50 indiqué, le courant collecteur vaut :

$$I_C = 50(0,1 \text{ mA}) = 5 \text{ mA}$$

La réponse est impossible, car le courant collecteur ne peut être supérieur au courant de saturation. Donc, le transistor ne peut pas être dans la zone active ; il doit fonctionner dans la zone de saturation.

6.13.3 Méthode de la tension collecteur

Supposons que vous désiriez calculer V_{CE} (figure 6.25a). Le courant base idéal est de 0,1 mA, le gain en courant vaut 50, donc le courant collecteur vaut :

$$I_C = 50(0,1 \text{ mA}) = 5 \text{ mA}$$

et la tension collecteur-émetteur vaut :

$$V_{CE} = 20 \text{ V} - (5 \text{ mA})(10 \text{ k}\Omega) = -30 \text{ V}$$

Ce résultat est impossible, car une tension collecteur-émetteur ne peut pas être négative. Par conséquent, le transistor ne peut pas être dans la zone active ; il doit être dans la zone de saturation.

6.13.4 Le gain en courant est plus faible en saturation

Quand on vous donne le gain en courant, c'est généralement en région active. Par exemple, le gain 50 indiqué sur la figure 6.25a signifie que le courant collecteur est 50 fois plus grand que le courant base pour un transistor fonctionnant dans la région active.

Quand il est en saturation, son gain en courant est plus faible qu'en région active. On effectue son calcul de la manière suivante :

$$\beta_{DC(sat)} = \frac{I_{C(sat)}}{I_B}$$

D'après la figure 6.25a, le gain en saturation est :

$$\beta_{DC(sat)} = \frac{2 \text{ mA}}{0,1 \text{ mA}} = 20$$

6.13.5 Forte saturation

Un concepteur désirant un transistor saturé dans toutes les conditions choisit souvent une résistance de base donnant un gain en courant de 10. Cela s'appelle la **forte saturation** car c'est plus que le courant nécessaire pour saturer. Par exemple, sur la figure 6.25a, une résistance de base de 50 k Ω donne un gain en courant :

$$\beta_{DC(sat)} = \frac{2 \text{ mA}}{0,2 \text{ mA}} = 10$$

Pour le transistor de la figure 7.7a, il suffit de seulement :

$$I_B = \frac{2 \text{ mA}}{50} = 0,04 \text{ mA}$$

Pour être à la saturation. Donc, un courant base de 0,2 mA donne une forte saturation.

Pourquoi utiliser une forte saturation ? Rappelons-nous que le gain en courant évolue en fonction du courant collecteur, de la température ou du changement de transistor. Pour être sûr que le fonctionnement ne quitte pas la saturation aux faibles courants, basses températures, etc., on utilise la forte saturation.

Dans ce qui suit, la *forte saturation* nomme toute conception où le gain en courant est de l'ordre de 10. La **faible saturation** indique un montage où le transistor est tout juste saturé, lorsque le courant de saturation est à peine plus faible que le courant en zone active.

6.13.6 Identifier la forte saturation en un coup d'œil

Voici comment vous pouvez très rapidement annoncer qu'un transistor est en forte saturation. Souvent, la tension d'alimentation de la base et la tension d'alimentation du collecteur sont identiques : $V_{BB} = V_{CC}$. Quand c'est le cas, on utilise la règle du 10/1 qui impose une résistance de base à peu près 10 fois plus grande que la résistance de collecteur.

Le montage de la figure 6.26a a été conçu avec la règle 10/1. De toute façon, quand vous voyez un circuit avec un rapport 10/1 (R_B à R_C), vous pouvez supposer une saturation.

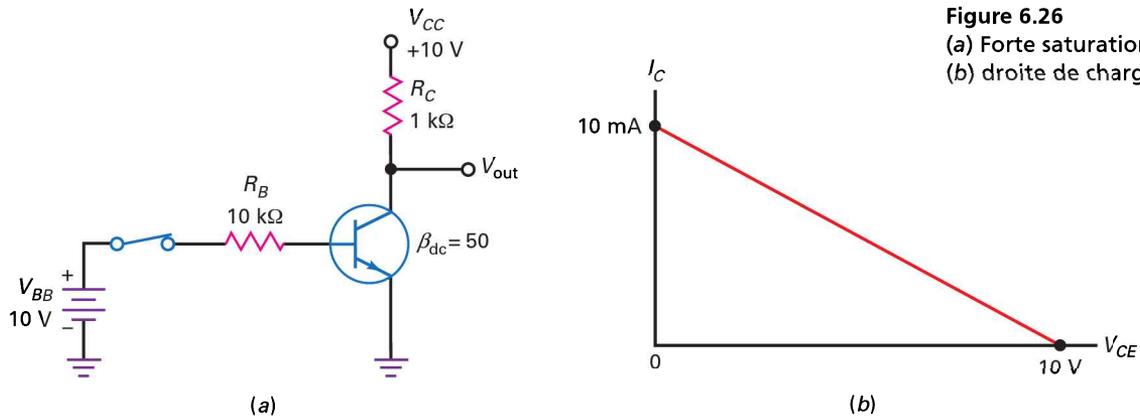


Figure 6.26
(a) Forte saturation ;
(b) droite de charge.

Question 6.18

Supposons que la résistance de base de la figure 6.25a atteigne $1 \text{ M}\Omega$. Est-ce que le transistor est encore saturé ?

Réponse Supposons que le transistor travaille dans la zone active et voyons si une contradiction apparaît. Dans le cas idéal, le courant base est 10 V divisé par $1 \text{ M}\Omega$, soit $10 \mu\text{A}$. Le courant collecteur vaut 50 fois le courant base, soit $0,5 \text{ mA}$. Ce courant occasionne une chute de 5 V dans la résistance de collecteur, et :

$$V_{CE} = 15 \text{ V}$$

Il n'y a aucune contradiction ici. Si le transistor était saturé, on obtiendrait une valeur négative ou nulle au plus. Comme nous avons trouvé 15 V , nous savons que le transistor travaille dans la zone active.

Question 6.19

Supposons que la résistance de collecteur de la figure 6.25a soit réduite à $5 \text{ k}\Omega$. Est-ce que le transistor est encore saturé ?

Réponse Supposons que le transistor travaille dans la zone active et voyons si une contradiction apparaît. Nous pourrions utiliser la même approche que dans la question 6.18, mais, pour varier, essayons une autre méthode.

Commençons par calculer la valeur du courant collecteur de saturation. Imaginons un court-circuit entre collecteur et émetteur. Cela donnerait les 20 V sur la résistance 5 k Ω , soit un courant collecteur de saturation :

$$I_{C(\text{sat})} = 4 \text{ mA}$$

Le courant base idéal est 10 V divisé par 100 k Ω , soit 0,1 mA. Le courant collecteur est $50 \times 0,1 \text{ mA}$, soit 5 mA.

Il y a contradiction, le courant collecteur ne peut être supérieur à 4 mA car le transistor sature pour $I_C = 4 \text{ mA}$. La seule chose qui peut changer à ce point, c'est le gain en courant. Le courant base est bien de 0,1 mA, mais le gain en courant diminue et devient :

$$\beta_{\text{DC}(\text{sat})} = \frac{4 \text{ mA}}{0,1 \text{ mA}} = 40$$

Cela confirme l'idée émise précédemment. Un transistor a deux gains en courant, l'un pour la région active, l'autre pour la saturation ; le second est inférieur ou égal au premier.

6.19 Avez-vous compris ? Si la résistance de collecteur de la figure 6.25a passe à 4,7 k Ω , quelle doit être alors la valeur de la résistance de base pour produire la saturation forte avec une règle de 10/1 ?

6.14 Le transistor en commutation

La polarisation par la base est utile dans les *circuits numériques* car ils sont conçus pour fonctionner à la saturation et au blocage. Par conséquent, ils ont soit une faible soit une forte tension de sortie. En d'autres termes, aucun point de fonctionnement entre blocage et saturation n'est utilisé. Les variations du point Q n'ont aucune importance, car le transistor reste à la saturation ou au blocage lorsque le gain en courant varie.

Voici un exemple de l'utilisation de la polarisation par la base pour commuter entre la saturation et le blocage. La figure 6.26a représente un transistor en forte saturation ; donc la tension de sortie est approximativement nulle. Le point Q se situe à l'extrémité supérieure de la droite de charge (figure 6.26b).

Quand l'interrupteur s'ouvre, le courant base passe à zéro et le courant collecteur s'annule. Comme il n'y a plus de courant dans la résistance 1 k Ω , toute la tension de l'alimentation se retrouve sur les bornes collecteur et émetteur. Donc, la tension de sortie atteint 10 V et le point Q se situe sur l'extrémité inférieure de la droite de charge (figure 6.26b).

Ce montage ne peut avoir que deux tensions de sortie : 10 V et 0 V. On reconnaît un circuit numérique. Il y a seulement deux niveaux de sortie : haut et bas. Les valeurs exactes de ces deux états n'ont pas d'importance ; ce qui importe, c'est de pouvoir distinguer la tension haute de la tension basse.

Les circuits numériques sont souvent appelés *circuits de commutation* car leur point de fonctionnement Q commute entre deux positions sur la droite de charge. Dans la majorité des cas, ces deux positions sont la saturation et le blocage. Un autre nom souvent rencontré est **circuit à deux états**, en référence à la sortie haute et la sortie basse.

Question 6.20

La tension de l'alimentation collecteur de la figure 6.26a est réduite à 5 V. Quelles sont les deux valeurs de la tension de sortie ? Si la tension de saturation $V_{CE(sat)}$ est 0,15 V et le courant collecteur de fuite 50 nA, quelles sont les deux valeurs de la tension de sortie ?

Réponse Le transistor bascule entre la saturation et le blocage. Dans le cas idéal, les deux valeurs de la tension de sortie sont 0 V et 5 V. La première valeur est la tension sur le transistor saturé et la seconde la tension sur le transistor bloqué.

En tenant compte des effets de la tension de saturation et du courant collecteur de fuite, les tensions de sortie deviennent 0,15 V et 5 V. La première est celle qui apparaît entre le collecteur et l'émetteur du transistor quand il est saturé, elle est donnée égale à 0,15 V. La seconde est la tension collecteur-émetteur avec 50 nA traversant la résistance 1 k Ω :

$$V_{CE} = 5 \text{ V} - (50 \text{ nA})(1 \text{ k}\Omega) = 4,99995 \text{ V}$$

que l'on arrondit à 5 V.

À moins que vous ne soyez un concepteur, c'est une perte de temps d'inclure la tension de saturation et le courant de fuite dans vos calculs de circuits de commutation. Avec ces derniers, vous n'avez besoin que de deux tensions distinctes : l'une basse, l'autre haute. Peu importe que la valeur basse soit 0 V, 0,1 V, 0,15 V, etc. et la valeur haute 5 V, 4,9 V ou 4,5 V, l'essentiel est de pouvoir distinguer la tension basse de la tension haute.

6.20 Avez-vous compris ? Si le circuit de la figure 6.26a utilise 12 V pour les alimentations de base et de collecteur, quelles sont les deux valeurs de la tension de sortie du transistor en commutation ($V_{CE(sat)} = 0,15 \text{ V}$ et $I_{CEO} = 50 \text{ nA}$) ?

6.15 Dépannage

La figure 6.27 représente un montage émetteur commun avec masses. L'alimentation de la base est 15 V, elle polarise la diode émetteur en direct à travers une résistance égale à 470 k Ω . Une alimentation collecteur de 15 V polarise en inverse la diode collecteur à travers une résistance égale à 1 k Ω . Utilisons le cas idéal pour déterminer la tension collecteur-émetteur. La méthode est la suivante :

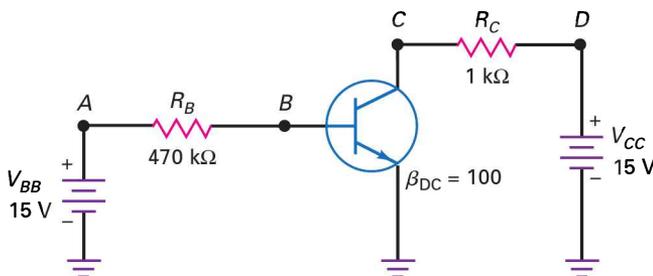


Figure 6.27
Dépannage d'un montage.

$$I_B = \frac{15 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 31,9 \mu\text{A}$$

$$I_C = 100(31,9 \mu\text{A}) = 31,9 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 15 \text{ V} - (31,9 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 11,8 \text{ V}$$

6.15.1 Problèmes habituels

Pour dépanner un montage tel que celui de la figure 6.27, la première chose à faire est de mesurer la tension collecteur-émetteur. Elle devrait être dans les environs de 11,8 V. Pourquoi ne pas utiliser la deuxième ou la troisième approximation pour avoir une réponse plus précise ? Parce que les résistances ont généralement une tolérance d'au moins $\pm 5\%$ qui provoque des écarts avec les résultats théoriques telles que soient les approximations utilisées.

En fait, quand des problèmes surviennent, ils sont généralement importants : courts-circuits ou circuits ouverts, par exemple. Les courts-circuits proviennent de composants endommagés ou d'éclaboussures de soudure sur les résistances. Les circuits ouverts découlent de composants grillés. Ces défauts entraînent de fortes modifications dans les courants et les tensions. Par exemple, l'un des défauts les plus classiques est l'absence de tension sur le collecteur. Il peut provenir de multiples causes : un défaut de l'alimentation, un fil coupé entre l'alimentation et la résistance de collecteur, une résistance de collecteur ouverte, etc. Dans tous les cas, la tension collecteur (figure 6.27) est presque nulle car il n'y a pas d'alimentation.

Un autre défaut possible est une résistance de base coupée, qui implique un courant base nul. Cela entraîne un courant collecteur nul, et la tension collecteur-émetteur atteint les 15 V de l'alimentation. Un transistor coupé présente les mêmes symptômes.

6.15.2 Comment raisonnent les dépanneurs ?

Tout est là : les défauts classiques provoquent de grandes variations dans les courants et les tensions. Les dépanneurs recherchent rarement des variations de dixièmes de volt, ils recherchent des tensions qui sont radicalement différentes de leur valeur normale. De ce fait, le transistor idéal est bien adapté comme point de départ pour l'analyse, et cela explique pourquoi l'usage d'ordinateurs leur est inutile.

Ne pas utiliser d'ordinateurs ? Mais comment font-ils ? Ils calculent mentalement la valeur de la tension collecteur-émetteur. Voici le raisonnement d'un praticien expérimenté dans le cas de la figure 6.27.

« La tension sur la résistance de base est de l'ordre de 15 V. Une résistance de base de 1 M Ω donne un courant base de 15 μA . Or 470 k Ω sont la moitié d'1 M Ω , le courant base est le double soit environ 30 μA . Un gain en courant de 100 donne un courant collecteur de 3 mA. À travers 1 k Ω , ce courant donne une chute de tension de 3 V. En enlevant ces 3 V des 15 V de l'alimentation, il reste 12 V entre les bornes collecteur et émetteur. La mesure de V_{CE} doit être aux environs de 12 V, sinon quelque chose ne fonctionne pas dans ce montage. »

6.15.3 Tableau des défauts

Un composant en court-circuit est équivalent à une résistance nulle, tandis qu'un composant coupé est équivalent à une résistance infinie. Par exemple,

la résistance de base R_B peut être en court-circuit (R_{BS}) ou coupée (R_{BO}). De même pour la résistance de collecteur, elle peut être court-circuitée (R_{CS}) ou coupée (R_{CO}).

L'encart **À retenir 6.2** montre quelques-uns des défauts possibles dans le montage illustré par la figure 6.27. Les tensions sont calculées en utilisant la deuxième approximation. Un fonctionnement normal du circuit donne environ 12 V sur le collecteur. Si la résistance de base est en court-circuit, +15 V apparaissent sur la base. Cette tension importante pourrait détruire la diode émetteur ; la diode collecteur serait probablement ouverte, entraînant une tension de 15 V sur le collecteur. Le défaut R_{BS} et ses tensions sont reportés dans L'encart **À retenir 6.2**.

Si la résistance de base est coupée, il n'y a pas de tension ni de courant base. De plus, le courant collecteur est nul et la tension collecteur atteint 15 V. Ce défaut (R_{BO}) est reporté dans l'encart 6.2. De la même manière, vous pouvez terminer les lignes restantes du tableau.

À RETENIR 6.2 – Défauts et symptômes

Défaut	V_B (V)	V_C (V)	Commentaires
Aucun	0,7	12	Pas de problème
R_{BS}	15	15	Transistor grillé
R_{BO}	0	15	Pas de courant base ni de courant collecteur
R_{CS}	0,7	15	
R_{CO}	0,7	0	
V_{BB} inexistante	0	15	Vérifier l'alimentation et les câbles
V_{CC} inexistante	0,7	0	Vérifier l'alimentation et les câbles

Beaucoup de choses peuvent ne pas fonctionner dans un transistor. Puisqu'il contient deux diodes, le dépassement d'une tension de claquage, d'un courant maximal ou d'une gamme de puissance peut détériorer l'une ou l'autre. Les problèmes peuvent aussi venir des courts-circuits, des circuits ouverts, des forts courants de fuite ou des β_{DC} trop faibles.

6.15.4 Vérifications hors du montage

Hors d'un montage, on vérifie un transistor au moyen d'un multimètre numérique en testant ses deux jonctions comme de simples diodes. La figure 6.28 montre le schéma d'un transistor *npn* qui ressemble à deux diodes montées tête-bêche. Chaque jonction *pn* est testée en direct et en inverse. On peut aussi tester la liaison collecteur émetteur et obtenir diverses indications selon la polarité de connexion des bornes du multimètre. Étant donné qu'un transistor a trois broches, on distingue six possibilités de polarités des connexions du multimètre comme le montre la figure 6.29a. Notez que deux polarités de connexions seulement donnent comme indication une valeur d'environ 0,7 V. Notez également que pour mesurer une valeur de 0,7 V sur les jonctions base collecteur et base émetteur, la base doit toujours être reliée à une polarité de connexion positive du multimètre. On le remarque aussi sur la figure 6.29b.

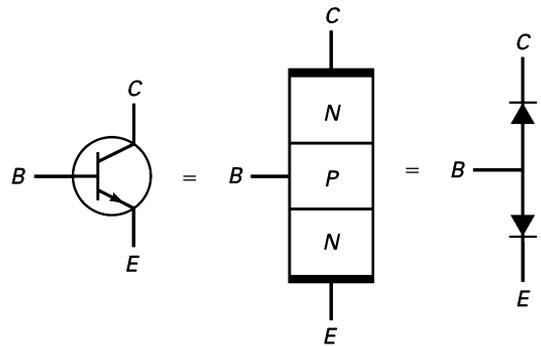


Figure 6.28
Le transistor *nnp*.

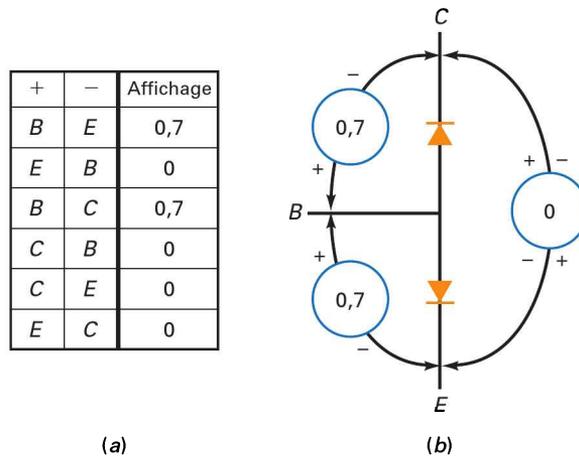


Figure 6.29
Indications du transistor *nnp*
à l'écran du multimètre :
(a) polarités de connexion
des bornes,
(b) mesures des jonctions *pn*

On peut aussi tester un transistor *pnp* avec la même technique que celle du transistor *nnp*. De même, le transistor *pnp* ressemble lui aussi à deux diodes montées tête-bêche (figure 6.30). À nouveau, en utilisant le multimètre dans la gamme de test de la diode, les figures 6.31a et 6.31b montrent les résultats pour un transistor normal.

La plupart des multimètres numériques disposent de fonctions de test du gain, β_{DC} ou h_{FE} . En plaçant le transistor sur les bornes appropriées le gain en courant est affiché à l'écran. Ce gain est spécifié dans le manuel du multimètre pour une certaine valeur du courant base ou du courant collecteur et de V_{CE} .

On peut aussi vérifier un transistor avec un ohmmètre. On commence par mesurer la résistance entre le collecteur et l'émetteur. Elle doit être importante dans les deux sens car les diodes émetteur et collecteur sont tête-bêche. Un des défauts les plus courants est le court-circuit, provoqué par un excès de puissance

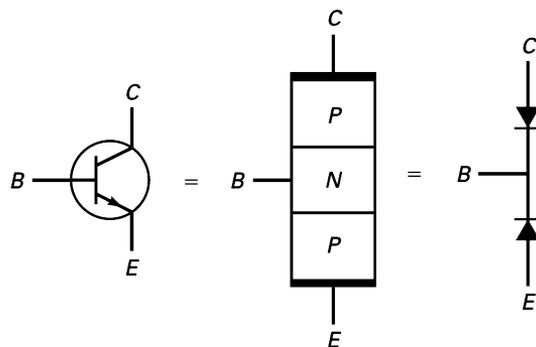


Figure 6.30
Le transistor *pnp*

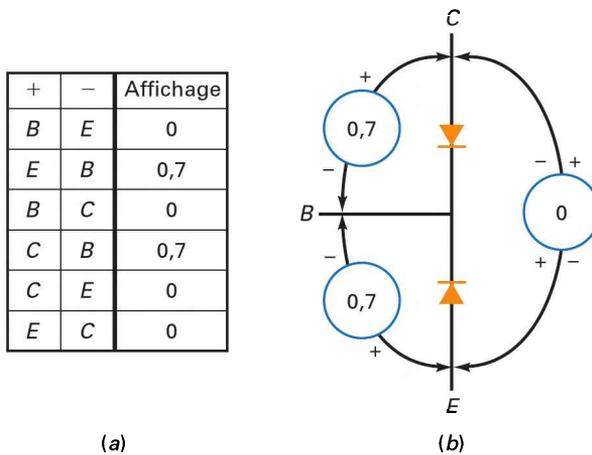


Figure 6.31
Indications du transistor *pnp*
à l'écran du multimètre :
(a) polarités de connexion
des bornes,
(b) mesures des jonctions *pn*

dissipée. Si on trouve de zéro à quelques milliers d'ohms dans l'un ou l'autre sens, le transistor est court-circuité et il doit être remplacé.

Si la résistance collecteur-émetteur est très grande dans les deux sens (en mégohms), on peut alors mesurer les résistances directe et inverse de la diode collecteur (broches collecteur-base) et de la diode émetteur (broches émetteur-base). On doit trouver un fort rapport inverse/direct pour les deux diodes, généralement supérieur à 1000/1 (silicium), sinon le transistor est défectueux.

Même si le transistor passe avec succès les tests à l'ohmmètre, il peut encore présenter des défauts. En effet, l'ohmmètre évalue chaque jonction du transistor sans aucune polarisation. On peut utiliser un traceur de courbes pour détecter des défauts plus subtils tels que trop de courant de fuite, β_{DC} trop faible, ou une tension de claquage insuffisante. Un transistor peut être aisément testé au moyen d'un traceur de courbe comme celui de la figure 6.32. Il existe aussi les transistormètres qui vérifient le courant de fuite, le gain en courant β_{DC} et d'autres grandeurs.



Figure 6.32
Un exemple de traceur
de courbe.
Image reproduite avec
l'autorisation de Tektronix™.

Réviser

Résumé

6.1 Le transistor non polarisé

Un transistor a trois régions dopées : un émetteur, une base et un collecteur. Une jonction pn existe entre l'émetteur et la base, c'est la diode émetteur. Une autre jonction pn se situe entre la base et le collecteur, c'est la diode collecteur.

6.2 Le transistor polarisé

En fonctionnement normal, on polarise la diode émetteur en direct et la diode collecteur en inverse. Dans ces conditions, l'émetteur injecte des électrons libres dans la base ; la plupart de ces électrons traversent la base et vont dans le collecteur. Par conséquent, le courant collecteur est approximativement égal au courant émetteur. Le courant base est beaucoup plus petit, généralement inférieur à 5 % du courant émetteur.

6.3 Courants du transistor

Le rapport entre le courant collecteur et le courant base est appelé gain en courant du transistor, il est symbolisé par β_{DC} ou h_{FE} . Pour les transistors faibles puissances, il est compris entre 100 et 300. Le courant émetteur est le plus important, le courant collecteur du même ordre, le courant base beaucoup plus petit.

6.4 Le montage émetteur commun (EC)

Dans le montage émetteur commun, l'émetteur est commun ou à la masse. La partie émetteur base s'assimile à une diode normale. La partie base collecteur est semblable à un générateur de courant qui est égal à β_{DC} que multiplie le courant base. Le transistor présente une zone active, une zone de saturation, une zone de blocage et une zone de claquage. La zone active est utilisée pour l'amplification linéaire, les zones de saturation et de blocage sont utiles dans les circuits numériques.

6.5 Caractéristique $I(V)$ de la base

La représentation du courant base en fonction de la tension émetteur-base ressemble à celle d'une diode ordinaire. De ce fait, on peut utiliser les trois approximations de la diode pour évaluer le courant base. La plupart du temps, le cas idéal et la deuxième approximation sont suffisants.

6.6 Caractéristique $I(V)$ du collecteur

Les quatre zones de fonctionnement du transistor sont la zone active, la saturation, le blocage et le claquage. En

amplification, un transistor fonctionne dans la zone active ; en commutation, il opère en saturation et en blocage. Le fonctionnement en claquage est éliminé à cause des risques importants de destruction du composant.

6.7 Approximations du transistor

Donner des réponses exactes est une perte de temps dans la majorité des travaux d'électronique. Tout le monde se sert d'approximations adaptées au problème posé. Le transistor idéal est utilisé pour le dépannage. La troisième approximation sert à l'étude plus précise. La deuxième approximation est un bon compromis entre le dépannage et la conception.

6.8 Lecture d'une fiche technique

Les transistors ont des valeurs maximales sur leurs tensions, courants et puissances. Les transistors petits signaux peuvent dissiper moins d'un watt. Les transistors de puissance peuvent supporter plus d'un watt. La température modifie les valeurs des caractéristiques du transistor. Lorsqu'elle augmente, le gain en courant varie fortement et la puissance maximale admissible diminue.

6.9 Transistors montés en surface

Les transistors montés en surface (technologie SM) se présentent sous forme de boîtiers plats à trois broches. Certains boîtiers permettent de dissiper des puissances supérieures au watt. D'autres intègrent dans un seul boîtier plusieurs transistors, différents ou non.

6.10 Variations du gain en courant

Le gain en courant d'un transistor est une grandeur imprévisible. À cause des tolérances de fabrication, il peut varier dans un rapport 3/1 quand on remplace un transistor par un autre de la même série. Les variations de température et de courant collecteur occasionnent des modifications supplémentaires du gain en courant.

6.11 La droite de charge

La droite de charge possède tous les points de fonctionnement statique d'un montage à transistor. Son extrémité supérieure est appelée saturation, son extrémité inférieure est nommée blocage. L'astuce pour trouver le courant de saturation est d'imaginer un court-circuit entre le collecteur et l'émetteur. Pour trouver la tension de blocage, on imagine un circuit ouvert au même endroit.

6.12 Le point de fonctionnement

Le point de fonctionnement d'un transistor appartient à la droite de charge. Sa position exacte est déterminée par les valeurs du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur. En polarisation par la base, le point de fonctionnement change chaque fois qu'une valeur est modifiée dans le montage.

6.13 Identification de la saturation

Le principe est de supposer que le transistor *npn* fonctionne dans la région active. Si cela mène à une contradiction (telle qu'une tension collecteur-émetteur négative ou un courant collecteur supérieur au courant de saturation), alors le transistor est à la saturation. Une autre méthode d'identification de la saturation est de comparer la résistance dans la base avec la résistance dans le collecteur. Si le rapport est de l'ordre de 10/1, le transistor est sûrement saturé.

6.14 Le transistor en commutation

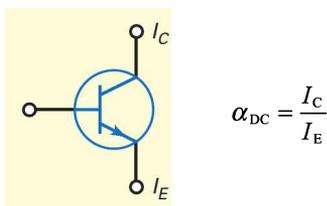
La polarisation par la base favorise l'utilisation du transistor en interrupteur. Le basculement se fait entre le blocage et la saturation. Ce type de fonctionnement est utile dans les circuits numériques. Une autre appellation est le montage à deux états.

6.15 Dépannage

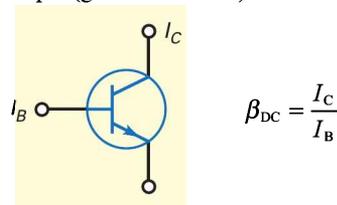
Pour vérifier un transistor, on peut utiliser un multimètre ou un ohmmètre. C'est plus facile lorsque le transistor est déconnecté du montage. Quand il y est encore, on mesure ses tensions qui donnent des indices pour corriger d'éventuels défauts.

Définitions

(6.2) Alpha statique :

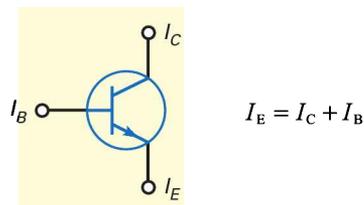


(6.3) Bêta statique (gain en courant) :

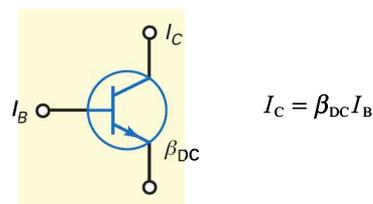


Relations

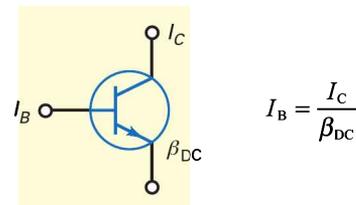
(6.1) Courant émetteur :



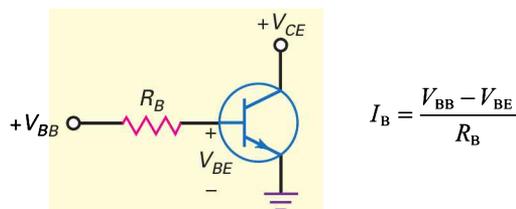
(6.4) Courant collecteur :



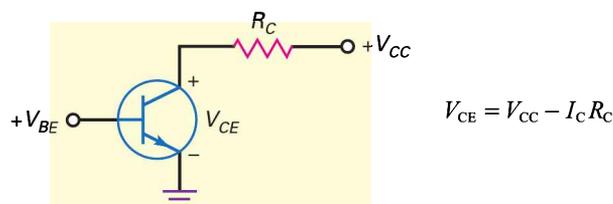
(6.5) Courant base :



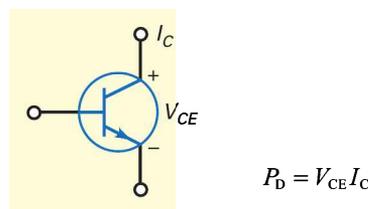
(6.6) Courant base :



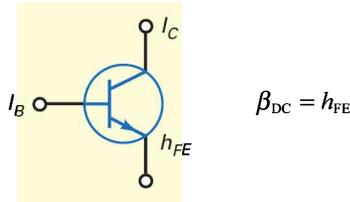
(6.7) Tension collecteur-émetteur :



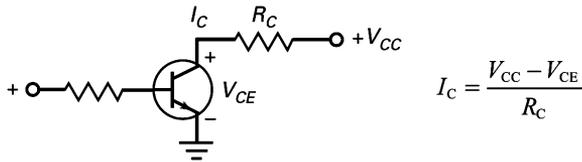
(6.8) Puissance dissipée :



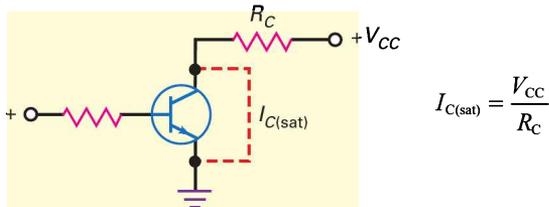
(6.9) Gain en courant :



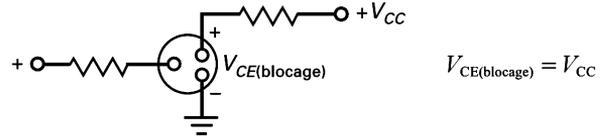
(6.10) Droite de charge :



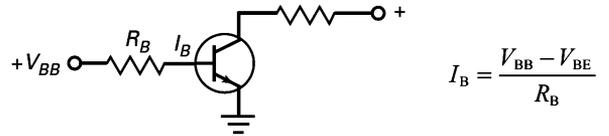
(6.11) Courant de saturation (polarisation par la base) :



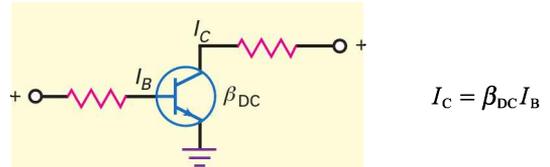
(6.12) Tension de blocage (polarisation par la base) :



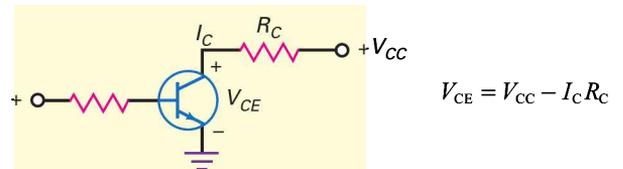
(6.13) Courant base :



(6.14) Gain en courant :



(6.15) Tension collecteur-émetteur :



S'entraîner

Auto-évaluation

- Combien de régions dopées a un transistor ?
 - a) 1
 - b) 2
 - c) 3
 - d) 4
- Dans un transistor *npn*, les porteurs majoritaires de la base sont :
 - a) les électrons libres
 - b) les trous
 - c) ni les uns, ni les autres
 - d) les deux
- La barrière de potentiel sur chaque zone désertée est :
 - a) 0
 - b) 0,3 V
 - c) 0,7 V
 - d) 1 V
- La diode émetteur est généralement :
 - a) polarisée en direct
 - b) polarisée en inverse
 - c) non conductrice
 - d) en zone de claquage
- En fonctionnement normal, la diode collecteur doit être :
 - a) polarisée en direct
 - b) polarisée en inverse
 - c) non conductrice
 - d) en zone de claquage
- La base d'un transistor *npn* est mince et :
 - a) fortement dopée
 - b) faiblement dopée
 - c) métallique
 - d) dopée par un corps pentavalent
- La majorité des électrons de la base d'un transistor *npn* passe dans :
 - a) le connecteur de base
 - b) le collecteur
 - c) l'émetteur
 - d) l'alimentation de base
- Le gain en courant d'un transistor est le rapport :
 - a) du courant collecteur sur le courant émetteur
 - b) du courant collecteur sur le courant base

- c) du courant base sur le courant collecteur
 d) du courant collecteur sur le courant émetteur
9. Accroître la tension de la source collecteur augmente :
 a) le courant base
 b) le courant collecteur
 c) le courant émetteur
 d) aucun courant
10. La faible quantité de trous dans la base vient du fait qu'elle est :
 a) faiblement dopée
 b) fortement dopée
 c) non dopée
 d) aucune de ces conditions
11. Dans un transistor *npn*, les porteurs majoritaires de l'émetteur sont :
 a) des électrons libres
 b) des trous
 c) ni l'un ni l'autre
 d) les deux
12. Quelle est l'affirmation la plus importante au sujet du courant collecteur ?
 a) Il est mesuré en milliampères
 b) Il est égal au courant base divisé par le gain en courant
 c) Il est faible
 d) Il est approximativement égal au courant émetteur
13. Si le gain en courant vaut 100 et le courant collecteur 10 mA, le courant base vaut :
 a) 10 μ A c) 1 A
 b) 100 μ A d) 10 A
14. La tension base-émetteur est généralement :
 a) inférieure à la tension d'alimentation de la base
 b) égale à la tension d'alimentation de la base
 c) supérieure à la tension d'alimentation de la base
 d) impossible de répondre
15. La tension collecteur-émetteur est généralement :
 a) inférieure à la tension d'alimentation du collecteur
 b) égale à la tension d'alimentation du collecteur
 c) supérieure à la tension d'alimentation du collecteur
 d) impossible de répondre
16. La puissance dissipée par un transistor est sensiblement égale au courant collecteur multiplié par :
 a) la tension base-émetteur
 b) la tension collecteur-émetteur
 c) la tension d'alimentation base
 d) 0,7 V
17. Un transistor est équivalent à une diode et une :
 a) source de tension c) résistance
 b) source de courant d) source de puissance
18. Dans la région active, le courant collecteur est peu sensible :
 a) à la tension de l'alimentation base
 b) au courant base
 c) au gain en courant
 d) à la résistance de collecteur
19. La tension base-émetteur en deuxième approximation vaut :
 a) 0 c) 0,7 V
 b) 0,3 V d) 1 V
20. Si la résistance de base est coupée, quelle est la valeur du courant collecteur ?
 a) 0 c) 2 mA
 b) 1 mA d) 10 mA
21. Si on compare la puissance dissipée du transistor 2N3904 à celle de la version PZT3904 montée en surface, le 2N3904
 a) dissipe une plus faible puissance
 b) peut dissiper une puissance supérieure
 c) dissipe la même puissance
 d) n'est pas comparable
22. Le gain en courant d'un transistor est défini par le rapport entre le courant collecteur et le courant :
 a) de la base c) de l'alimentation
 b) de l'émetteur d) du collecteur
23. Le graphique du gain en courant en fonction du courant collecteur montre que le gain en courant est :
 a) constant
 b) légèrement variable
 c) fortement variable
 d) égal au courant collecteur divisé par le courant base
24. Quand le courant collecteur augmente, que fait le gain en courant ?
 a) Il diminue c) Il augmente
 b) Il reste le même d) Rien de tout cela
25. Quand la température augmente, le gain en courant :
 a) diminue
 b) reste le même
 c) augmente
 d) l'un ou l'autre des cas précédents
26. Quand la résistance de base augmente, la tension collecteur va probablement :
 a) diminuer c) augmenter
 b) rester identique d) faire tout ce qui précède
27. Si la résistance de base est très petite, le transistor est en :
 a) blocage c) saturation
 b) région active d) claquage

28. Trois points de fonctionnement différents sont sur une droite de charge. Le point supérieur représente :
- a) le gain en courant minimal
 - b) le gain en courant moyen
 - c) le gain en courant maximal
 - d) le blocage
29. Si un transistor fonctionne au milieu de sa droite de charge, une diminution de la résistance de base déplace le point Q :
- a) vers le bas
 - b) vers le haut
 - c) nulle part
 - d) hors de la droite de charge
30. Si l'alimentation de la base est débranchée, la tension collecteur-émetteur est :
- a) 0
 - b) 6 V
 - c) 10,5 V
 - d) égale à la tension d'alimentation collecteur
31. Si la résistance de base est court-circuitée, le transistor est probablement :
- a) saturé
 - b) bloqué
 - c) détruit
 - d) rien de tout cela
32. Le courant collecteur est de 1,5 mA. Si le gain en courant vaut 50, le courant base est de :
- a) 3 μA
 - b) 30 μA
 - c) 150 μA
 - d) 3 mA
33. Le courant base est de 50 μA . Si le gain en courant vaut 100, la valeur du courant collecteur est proche de :
- a) 50 μA
 - b) 500 μA
 - c) 2 mA
 - d) 5 mA
34. Quand le point Q se déplace sur la droite de charge, la tension V_{CE} diminue quand le courant :
- a) diminue
 - b) reste le même
 - c) augmente
 - d) ne fait rien de tout cela
35. Quand il n'y a pas de courant base dans un transistor en commutation, la tension de sortie sur le transistor est :
- a) petite
 - b) grande
 - c) inchangée
 - d) inconnue

Exercices

6.3 Courants du transistor

- 6.1 Un transistor a un courant émetteur de 10 mA et un courant collecteur de 9,95 mA. Quelle est la valeur du courant base ?
- 6.2 Le courant collecteur est de 10 mA et le courant base de 0,1 mA. Quel est le gain en courant ?

- 6.3 Un transistor possède un gain en courant égal à 150 et un courant base de 30 μA . Quelle est la valeur du courant collecteur ?
- 6.4 Si le courant collecteur est de 100 mA et le gain en courant vaut 65, quelle est la valeur du courant émetteur ?

6.5 Caractéristique $I(V)$ de la base

- 6.5 **III Multisim** Quelle est la valeur du courant base sur la figure 6.33 ?

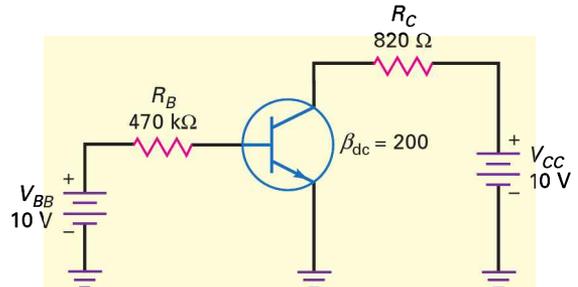


Figure 6.33

- 6.6 **III Multisim** Si le gain en courant diminue de 200 à 100 sur la figure 6.33, que devient le courant base ?
- 6.7 Si la résistance 470 k Ω de la figure 6.33 est à $\pm 5\%$, quel est le courant base maximal ?
- 6.8 **III Multisim** Un montage à transistor semblable à celui de la figure 6.33 a une alimentation collecteur de 20 V, une résistance de collecteur égale à 1,5 k Ω , et un courant collecteur de 6 mA. Quelle est la tension collecteur-émetteur ?
- 6.9 Si un transistor a un courant collecteur de 100 mA et une tension collecteur-émetteur égale à 3,5 V, quelle est la puissance dissipée ?

6.7 Approximations du transistor

- 6.10 Quelles sont la tension collecteur-émetteur et la puissance dissipée dans le montage de la figure 6.33 ? (Donnez les réponses dans le cas idéal et en deuxième approximation.)
- 6.11 La figure 6.34a illustre une façon simple de dessiner un montage à transistor. Il fonctionne comme le circuit précédent. Quelles sont la tension collecteur-émetteur et la puissance dissipée ? (Donnez les réponses dans le cas idéal et en deuxième approximation.)
- 6.12 Quand les alimentations base et collecteur sont égales, le montage peut être dessiné selon la figure 6.34b. Quelles sont, dans ce montage, la tension collecteur-

émetteur et la puissance dissipée ? (Donnez les réponses dans le cas idéal et en deuxième approximation.)

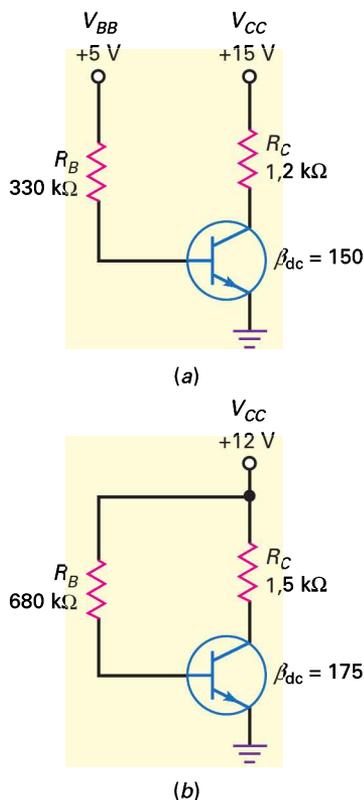


Figure 6.34

6.8 Lecture d'une fiche technique

- 6.13** Quelle est la température de stockage du transistor 2N3904 ?
- 6.14** Quel est le h_{FE} minimal pour un transistor 2N3904 avec un courant collecteur de 1 mA et une tension collecteur-émetteur 1 V ?
- 6.15** Un transistor est dans la gamme 1 W. Si la tension collecteur-émetteur est 10 V et le courant collecteur de 120 mA, que va-t-il arriver au transistor ?
- 6.16** Un transistor 2N3904 dissipe 625 mW sans radiateur. Si la température ambiante est 65 °C, que se passe-t-il pour la gamme de puissance ?

6.9 Variations du gain en courant

- 6.17** D'après la figure 6.19, quel est le gain en courant du transistor 2N3904 quand le courant collecteur est 100 mA et la température de la jonction 25 °C ?
- 6.18** D'après la figure 6.19, la température de la jonction est 25 °C et le courant collecteur 1 mA. Quel est le gain en courant ?

6.10 La droite de charge

- 6.19** Dessinez la droite de charge associée à la figure 6.35a. Quel est le courant collecteur à la saturation ? Quelle est la tension collecteur-émetteur au blocage ?
- 6.20** Si la tension de l'alimentation collecteur de la figure 6.35a augmente à 25 V, que devient la droite de charge ?
- 6.21** Si la résistance de collecteur de la figure 6.35a passe à 4,7 kΩ, que devient la droite de charge ?

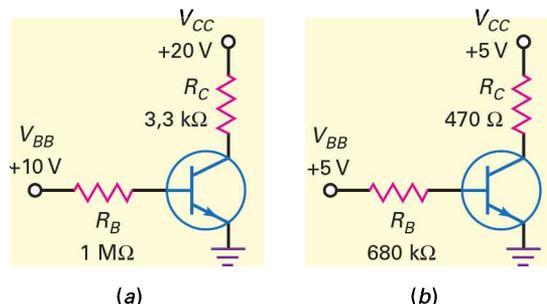


Figure 6.35

- 6.22** Si la résistance de base de la figure 6.35a est réduite à 500 kΩ, que devient la droite de charge ?
- 6.23** Tracez la droite de charge pour le montage de la figure 6.35b. Quelles sont les valeurs du courant collecteur à la saturation et de la tension collecteur-émetteur au blocage ?
- 6.24** Si la tension de l'alimentation collecteur de la figure 6.35b est doublée, que devient la droite de charge ?
- 6.25** Si la résistance de collecteur de la figure 6.35b est amenée à 1 kΩ, que devient la droite de charge ?

6.11 Le point de fonctionnement

- 6.26** D'après la figure 6.35a, quelle est la tension entre le collecteur et la masse si le gain en courant vaut 200 ?
- 6.27** Le gain en courant varie de 25 à 300 dans le montage de la figure 6.35a. Quel est le minimum de la tension entre le collecteur et la masse ? Le maximum ?
- 6.28** Les résistances de la figure 6.35a ont une tolérance de $\pm 5\%$. Les tensions des alimentations sont à $\pm 10\%$. Si le gain en courant varie de 50 à 150, quels sont le minimum et le maximum de la tension entre le collecteur et la masse ?
- 6.29** D'après la figure 6.35b, quelle est la tension entre le collecteur et la masse si le gain en courant est 150 ?
- 6.30** Le gain en courant varie entre 100 et 300 sur la figure 6.35b. Quelles sont les tensions minimale et maximale entre le collecteur et la masse ?

6.31 Les résistances de la figure 6.35b ont une tolérance de $\pm 5\%$. Les tensions des alimentations sont à $\pm 10\%$. Si le gain en courant varie de 50 à 150, quels sont le minimum et le maximum de la tension entre le collecteur et la masse ?

6.12 Identification de la saturation

6.32 En utilisant les valeurs indiquées sur la figure 6.35a, déterminez si le transistor est saturé pour chacune des modifications suivantes :

- a) $R_B = 33\text{ k}\Omega$ et $h_{FE} = 100$
- b) $V_{BB} = 5\text{ V}$ et $h_{FE} = 200$
- c) $R_C = 10\text{ k}\Omega$ et $h_{FE} = 50$
- d) $V_{CC} = 10\text{ V}$ et $h_{FE} = 100$

6.33 En utilisant les valeurs indiquées sur la figure 6.35b, déterminez si le transistor est saturé pour chacune des modifications suivantes :

- a) $R_B = 51\text{ k}\Omega$ et $h_{FE} = 100$
- b) $V_{BB} = 10\text{ V}$ et $h_{FE} = 500$
- c) $R_C = 10\text{ k}\Omega$ et $h_{FE} = 100$
- d) $V_{CC} = 10\text{ V}$ et $h_{FE} = 100$

6.13 Le transistor en commutation

6.34 Dans la figure 6.35b, la résistance $680\text{ k}\Omega$ est remplacée par une résistance $4,7\text{ k}\Omega$ en série avec un interrupteur. En supposant le transistor idéal, quelle est la tension collecteur si l'interrupteur est ouvert ? Quelle est-elle s'il est fermé ?

6.14 Dépannage

6.35 **III Multisim** Dans la figure 6.33, est-ce que la tension collecteur-émetteur augmente, diminue ou reste la même pour les problèmes suivants ?

- a) La résistance $470\text{ k}\Omega$ est en court-circuit
- b) La résistance $470\text{ k}\Omega$ est en circuit ouvert
- c) La résistance $820\text{ k}\Omega$ est en court-circuit
- d) La résistance $820\text{ k}\Omega$ est en circuit ouvert
- e) Il n'y a pas de tension d'alimentation sur la base
- f) Il n'y a pas de tension d'alimentation sur le collecteur

Approfondissement

6.36 Quelle est la valeur de l'alpha DC d'un transistor de gain en courant 200 ?

6.37 Quel est le gain en courant d'un transistor d'alpha DC égal à 0,994 ?

6.38 Concevez un montage émetteur commun ayant ces spécifications : $V_{BB} = 5\text{ V}$; $V_{CC} = 15\text{ V}$; $h_{FE} = 120$; $I_C = 10\text{ mA}$; $V_{CE} = 7,5\text{ V}$.

6.39 Sur la figure 6.20, quelle valeur doit avoir la résistance de base R_B si $V_{CE} = 6,7\text{ V}$?

6.40 Un transistor 2N3904 a une gamme de puissance de 350 mW. Si la tension collecteur-émetteur est 10 V, quel est le courant collecteur maximal que le transistor peut supporter à la température ambiante $50\text{ }^\circ\text{C}$?

6.41 Si on introduit une LED en série avec la résistance $820\text{ }\Omega$ (figure 6.33), quel est le courant dans la LED ?

6.42 Quelle est la tension collecteur-émetteur de saturation pour un transistor 2N3904 avec un courant collecteur de 50 mA ? Utilisez la courbe inférieure de la figure 17 de la fiche technique.

Questions de débogage avec Multisim

III Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC06-43** à **MTC06-47** et correspondent au circuit de la figure 6.33.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

6.43 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC06-43**.

6.44 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC06-44**.

6.45 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC06-45**.

6.46 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC06-46**.

6.47 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC06-47**.

Questions d'un recruteur

1. Je désire que vous me dessiniez un transistor *npn* en montrant les régions *n* et *p*, puis que vous le polarisiez correctement et ensuite m'expliquiez comment il fonctionne.

2. Dessinez un réseau de courbes courant collecteur. Ensuite, grâce à elles, montrez-moi où se situent les quatre zones de fonctionnement du transistor.

3. Dessinez deux circuits équivalents (cas idéal, deuxième approximation) pour représenter le transistor dans sa zone active. Puis dites-moi comment vous utilisez

ces circuits pour calculer les courants et tensions du transistor.

4. Dessinez le montage à transistor émetteur commun. Maintenant, quels sont les problèmes que l'on peut avoir avec ce montage et quelles sont les mesures à faire pour les identifier ?
5. Quand vous observez un schéma de montage qui possède des transistors *nnp* et *pnnp*, comment identifiez-vous chaque type ? Pouvez-vous déterminer la direction du courant d'électrons (ou du courant conventionnel) ?
6. Nommez l'instrument de test capable d'afficher le réseau de courbes I_C en fonction de V_{CE} pour un transistor.
7. Quelle est la formule de la puissance dissipée par un transistor ? Connaissant cette relation, où pouvez-vous espérer une puissance dissipée maximale sur la droite de charge ?
8. Quels sont les trois courants du transistor et comment sont-ils liés ?
9. Dessinez un transistor *nnp* et un transistor *pnnp*. Affichez tous les courants et leur sens.
10. Les transistors peuvent être montés en émetteur commun, collecteur commun et base commune. Quelle est la configuration la plus courante ?
11. Dessinez un montage de polarisation par la base. Ensuite, dites-moi comment calculer la tension collecteur-émetteur. Pourquoi ce montage ne convient-il pas dans une production grande série si une valeur précise du gain en courant est nécessaire ?
12. Dessinez un autre montage de polarisation par la base ainsi que sa droite de charge et dites-moi comment calculer la saturation et le blocage. Expliquez l'effet d'un changement de gain en courant sur la position du point Q .
13. Dites-moi comment vous testeriez un transistor hors du montage. Quels types de vérifications pouvez-vous faire sur un transistor dans un circuit encore branché ?
14. Quels sont les effets de la température sur le gain en courant ?

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 1. b) | 7. b) | 13. b) | 19. c) | 25. d) | 31. c) |
| 2. a) | 8. b) | 14. a) | 20. a) | 26. c) | 32. b) |
| 3. c) | 9. d) | 15. a) | 21. a) | 27. c) | 33. d) |
| 4. a) | 10. b) | 16. b) | 22. a) | 28. c) | 34. c) |
| 5. b) | 11. b) | 17. b) | 23. b) | 29. b) | 35. b) |
| 6. b) | 12. d) | 18. d) | 24. d) | 30. d) | |

Avez-vous compris ?

- 6.1 $\beta_{dc} = 200$.
- 6.2 $I_C = 10 \text{ mA}$.
- 6.3 $I_B = 74,1 \mu\text{A}$.
- 6.4 $V_B = 0,7 \text{ V}$; $I_B = 33 \mu\text{A}$; $I_C = 6,6 \text{ mA}$.
- 6.5 $I_B = 13,7 \mu\text{A}$; $I_C = 4,11 \text{ mA}$; $V_{CE} = 1,78 \text{ V}$;
 $P_D = 7,32 \text{ mW}$.
- 6.6 $I_B = 16,6 \mu\text{A}$; $I_C = 5,89 \text{ mA}$; $\beta_{dc} = 355$.
- 6.10 Idéal : $I_B = 14,9 \mu\text{A}$; $I_C = 1,49 \text{ mA}$; $V_{CE} = 9,6 \text{ V}$.
Second : $I_B = 13,4 \mu\text{A}$; $I_C = 1,34 \text{ mA}$; $V_{CE} = 10,2 \text{ V}$.
- 6.12 $P_D \text{ max} = 375 \text{ mW}$. Ce résultat n'est pas conforme à un facteur de sécurité de 2.
- 6.14 $I_{C(sat)} = 6 \text{ mA}$; $V_{CE(cutoff)} = 12 \text{ V}$.
- 6.16 $I_{C(sat)} = 3 \text{ mA}$. La pente diminue.
- 6.17 $V_{CE} = 8,25 \text{ V}$.
- 6.19 $R_B = 47 \text{ k}\Omega$.
- 6.20 $V_{CE} = 11,999 \text{ V}$ et $0,15 \text{ V}$.

Le transistor : principes fondamentaux

7

Objectifs

- Dessiner un circuit polarisé par l'émetteur et expliquer pourquoi il fonctionne bien comme amplificateur.
- Dessiner le schéma d'une polarisation par diviseur de tension.
- Calculer le diviseur de courant, la tension base, la tension émetteur, le courant émetteur, la tension collecteur et la tension collecteur-émetteur pour une PDT.
- Déterminer la droite de charge et calculer le point Q pour une PDT donnée.
- Concevoir un circuit PDT en utilisant les règles de conception.
- Dessiner une polarisation émetteur à deux sources et calculer V_{RE} , I_X , V_C et V_{CE} .
- Comparer différents types de polarisation et commenter leurs qualités.
- Calculer le point de fonctionnement (Q) d'une polarisation par la base.
- Tester des circuits de polarisation de transistor.

Vocabulaire

Autopolarisation	Facteur de correction	Polarisation par	Polarisation par diviseur
Diviseur à tension	Facteur de correction	contre-réaction	de tension (PDT)
constante	Masquer	d'émetteur	Polarisation
Diviseur à tension	Phototransistor	Polarisation par	par l'émetteur
stable	Polarisation émetteur à	contre-réaction	Prototype
Étage	deux sources (PEDS)	de collecteur	

En quelques mots

Un **prototype** est une première étude de montage qui peut être modifiée pour donner des circuits plus élaborés. La polarisation par la base est le prototype utilisé dans la conception des circuits de commutation. La polarisation par l'émetteur est un prototype utile dans l'élaboration des montages amplificateurs. Dans ce chapitre, nous allons mettre en relief la polarisation par l'émetteur et les montages pratiques qui en découlent.

7.1 Polarisation par l'émetteur

Les circuits numériques sont utilisés dans les ordinateurs ; dans ce domaine, la polarisation par la base et les montages dérivés sont très courants. Mais, pour l'amplification, on a besoin de circuits où le point Q est insensible aux variations du gain en courant.

La figure 7.1 montre une **polarisation par l'émetteur**. On observe que la résistance de base a été mise dans l'émetteur ; cette simple modification change tout. Le point Q est maintenant stable comme un roc ; si le gain en courant passe de 50 à 150, sa position ne bouge presque pas sur la droite de charge.

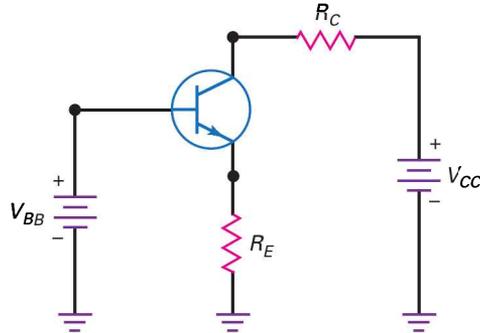


Figure 7.1
Polarisation par l'émetteur.

7.1.1 Concept fondamental

La tension d'alimentation base est maintenant appliquée directement, on peut l'obtenir simplement entre la base et la masse. L'émetteur n'est plus à la masse et sa tension est donnée par :

$$V_E = V_{BB} - V_{BE} \quad (7.1)$$

Si V_{BB} est au moins 20 fois plus grande que V_{BE} , on prend le cas idéal. Sinon, on peut utiliser la deuxième approximation. Autrement l'erreur serait supérieure à 5 %.

7.1.2 Déterminer le point Q

Analysons le montage de polarisation par l'émetteur de la figure 7.2. L'alimentation base est de seulement 5 V, aussi nous utilisons la deuxième approximation. La tension entre la base et la masse est 5 V. À partir de maintenant, nous la considérons comme la *tension base* V_B . La tension entre les bornes base et émetteur est 0,7 V. Nous la noterons *tension base-émetteur* ou V_{BE} .

La tension entre l'émetteur et la masse est appelée *tension émetteur*, elle vaut :

$$V_E = 5 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 4,3 \text{ V}$$

Cette tension se trouve sur la résistance de l'émetteur ; la loi d'Ohm nous donne le courant :

$$I_E = \frac{4,3 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega} = 1,95 \text{ mA}$$

Cela signifie que le courant collecteur est très près de 1,95 mA. En traversant la résistance située dans la branche collecteur, il produit une chute de tension

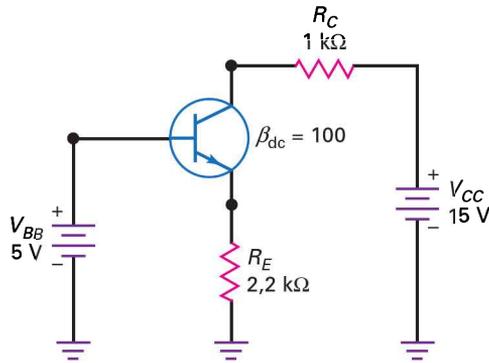


Figure 7.2
Détermination du point Q.

de 1,95 V. En enlevant cette tension de la tension d'alimentation, nous obtenons la tension entre le collecteur et la masse :

$$V_C = 15 \text{ V} - (1,95 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 13,1 \text{ V}$$

À partir de maintenant, elle est appelée *tension collecteur*.

C'est cette tension que le dépanneur mesure pour tester un circuit à transistor ; un fil du voltmètre est connecté au collecteur, l'autre à la masse. Pour obtenir la tension collecteur-émetteur, il doit soustraire la tension émetteur de la tension collecteur :

$$V_{CE} = 13,1 \text{ V} - 4,3 \text{ V} = 8,8 \text{ V}$$

Ainsi, les coordonnées du point de fonctionnement du circuit de polarisation par l'émetteur de la figure 7.2 sont : $I_C = 1,95 \text{ mA}$ et $V_{CE} = 8,8 \text{ V}$.

La tension collecteur-émetteur est utilisée pour tracer la droite de charge et pour la lecture des fiches techniques :

$$V_{CE} = V_C - V_E \quad (7.2)$$

7.1.3 Le montage est insensible aux variations du gain en courant

Pourquoi le montage émetteur commun est-il bon ? Parce que le point Q d'un tel circuit est insensible aux changements du gain en courant. La preuve se trouve dans la méthode d'analyse du circuit. Voici les points développés précédemment :

- 1) Obtenir la tension émetteur.
- 2) Calculer le courant émetteur.
- 3) Trouver la tension collecteur.
- 4) Soustraire la tension émetteur de la tension collecteur pour obtenir V_{CE} .

À aucun moment, on n'a eu besoin du gain en courant dans le calcul. Puisqu'il n'est pas utilisé pour déterminer le courant émetteur, le courant collecteur ou d'autres grandeurs, sa valeur exacte n'a aucune importance.

En déplaçant la résistance de la base vers l'émetteur, on oblige la tension base à être égale à la tension d'alimentation. Précédemment, la presque totalité de cette tension se retrouvait sur cette résistance de base pour créer un *courant base donné*. Maintenant, diminuée de 0,7 V, elle se retrouve sur la résistance d'émetteur pour établir un *courant émetteur donné*.

Bon à Savoir

Étant donné que les valeurs de I_C et V_{CE} ne sont pas affectées par la valeur de β en polarisation par l'émetteur, on dit du circuit qu'il est β -indépendant.

7.1.4 Influence mineure du gain en courant

Le gain en courant a un effet mineur sur le courant collecteur. Dans tous les cas, les trois courants sont reliés par :

$$I_E = I_C + I_B$$

qui peut s'écrire :

$$I_E = I_C + \frac{I_C}{\beta_{DC}}$$

En simplifiant, on obtient :

$$I_C = \frac{\beta_{DC}}{\beta_{DC} + 1} I_E \quad (7.3)$$

La quantité $\beta_{DC} / (\beta_{DC} + 1)$ s'appelle le **facteur de correction**. Il indique de combien I_C diffère de I_E . Quand le gain en courant vaut 100, ce facteur vaut :

$$\frac{\beta_{DC}}{\beta_{DC} + 1} = \frac{100}{100 + 1} = 0,99$$

Le courant collecteur vaut 99 % du courant émetteur ; en ignorant ce facteur de correction, on fait 1 % d'erreur, on peut donc considérer que le courant collecteur est égal au courant émetteur.

Multisim

Question 7.1

Quelle est la tension entre le collecteur et la masse dans la figure 7.3 ? Entre le collecteur et l'émetteur ?

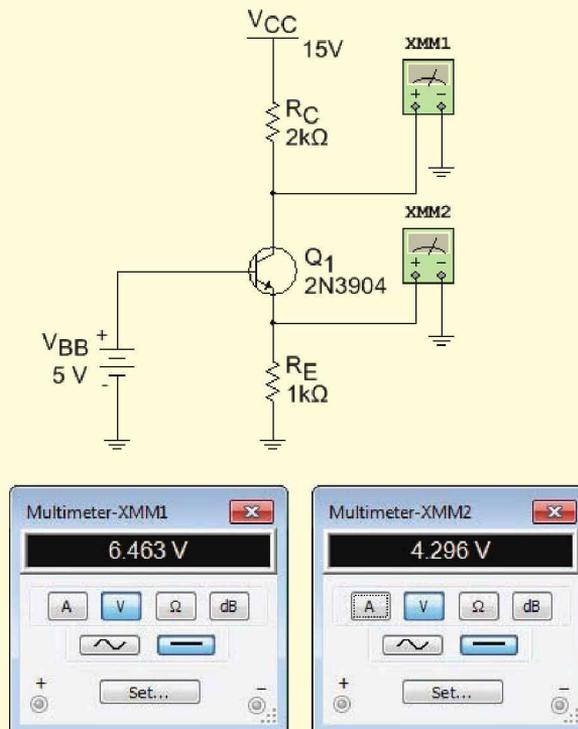


Figure 7.3

Réponse La tension base est égale à 5 V. La tension émetteur est plus faible de 0,7 V, le courant émetteur est :

$$V_E = 5 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 4,3 \text{ V}$$

La résistance de l'émetteur est de 1 kΩ. Le courant à travers l'émetteur est donc :

$$I_E = \frac{4,3 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 4,3 \text{ mA}$$

Le courant collecteur est d'environ 4,3 mA ; quand il traverse la résistance de collecteur (maintenant 2 kΩ), il provoque une chute de tension de :

$$I_C R_C = (4,3 \text{ mA})(2 \text{ k}\Omega) = 8,6 \text{ V}$$

En soustrayant cette tension de la tension de l'alimentation collecteur, on obtient :

$$V_C = 15 \text{ V} - 8,6 \text{ V} = 6,4 \text{ V}$$

La valeur calculée est proche de celle mesurée par Multisim. Rappelez-vous que V_C est la tension entre le collecteur et la masse, et que c'est ce qu'il faut mesurer pendant un dépannage.

Comme il a été signalé, on ne doit pas essayer de connecter un voltmètre directement entre le collecteur et l'émetteur, car cela peut mettre l'émetteur à la masse. Pour connaître la valeur de V_{CE} , il faut mesurer la tension collecteur-masse, mesurer la tension émetteur-masse et faire la soustraction. Ici, on a :

$$V_{CE} = 6,4 \text{ V} - 4,3 \text{ V} = 2,1 \text{ V}$$

7.1 Avez-vous compris ? Si la tension d'alimentation de la base sur la figure 7.3 passe à 3 V, déterminer la nouvelle valeur V_{CE} .



7.2 Commandes de LED

Nous avons appris que la polarisation par la base fixe le courant base et que la polarisation par l'émetteur fixe le courant émetteur. À cause des problèmes de gain en courant, la première méthode est normalement destinée à la commutation entre la saturation et le blocage, alors que la seconde est plutôt conseillée pour les montages fonctionnant dans la zone active.

Dans cette section, nous envisageons les montages destinés à commander des LED. Le premier circuit utilise la polarisation par la base et le second la polarisation par l'émetteur. Cela nous donne la possibilité de voir comment chaque circuit fonctionne pour une même application.

7.2.1 Commande de LED par polarisation de base

Dans la figure 7.4a, le courant base est nul, le transistor est donc bloqué. Si l'interrupteur est fermé, le transistor passe en forte saturation. Imaginons un court-circuit entre les bornes collecteur et émetteur, alors la tension de l'alimentation collecteur (15 V) se retrouve sur la résistance 1,5 kΩ et la LED. En négligeant la chute de tension dans la diode, le courant collecteur est de 10 mA. Avec 2 V de

tension directe sur la LED, le courant collecteur est égal à 13 V divisé par 1,5 k Ω , soit 8,67 mA.

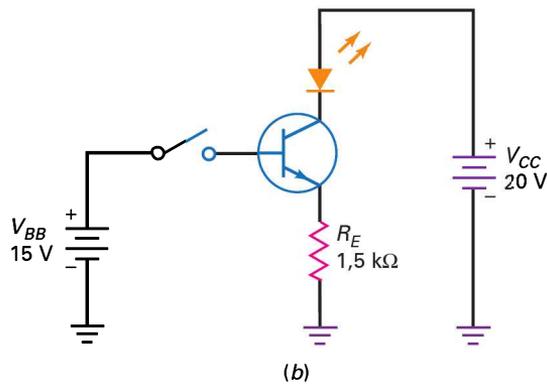
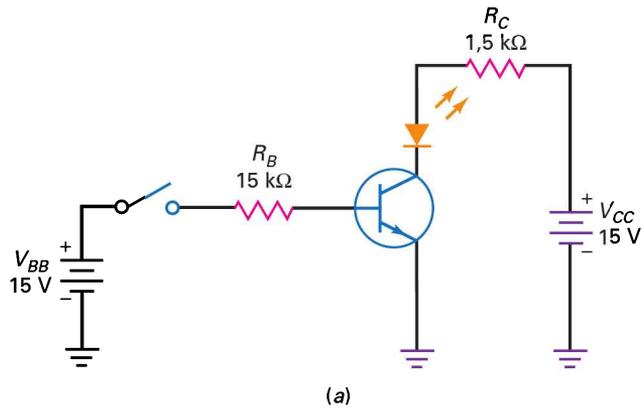


Figure 7.4
(a) Polarisation par la base ;
(b) polarisation par l'émetteur.

Il n'y a rien de faux dans ce montage qui réalise la commande de la LED, car il est conçu pour la forte saturation où le gain en courant n'a pas d'importance. Pour modifier le courant dans la LED, il suffit de changer soit la résistance de collecteur, soit la tension de l'alimentation collecteur. La résistance de base doit être 10 fois plus grande que la résistance de collecteur pour obtenir une forte saturation quand l'interrupteur est fermé.

7.2.2 Commande de LED par polarisation d'émetteur

Le courant émetteur est nul dans la figure 7.4b, le transistor est donc au blocage. Quand l'interrupteur est fermé, le transistor passe en zone active. Idéalement, la tension émetteur est 15 V, ce qui donne un courant émetteur de 10 mA. Cette fois, la chute de tension sur la LED n'a aucun effet. Peu importe que la tension directe de la LED soit égale à 1,8 V, 2 V ou 2,5 V. C'est un avantage de cette conception par rapport à la précédente : le courant dans la LED est indépendant de la tension à ses bornes. L'autre avantage est l'absence de résistance dans la branche collecteur.

Le circuit de polarisation par l'émetteur de la figure 7.4b fonctionne dans la région active quand l'interrupteur est fermé. Pour changer le courant dans la LED, il faut changer la tension de l'alimentation de la base ou la résistance dans la branche émetteur. Par exemple, toute variation de la tension d'alimentation de la base entraîne une variation proportionnelle du courant dans la LED.

Question 7.2

On veut un courant de 25 mA dans la LED de la figure 7.4b quand l'interrupteur est fermé. Comment doit-on faire ?

Réponse Une solution consiste à augmenter la tension de l'alimentation de la base. 25 mA passent dans la résistance d'émetteur de 1,5 kΩ ; selon la loi d'Ohm, la tension d'émetteur doit être :

$$V_E = (25 \text{ mA})(1,5 \text{ k}\Omega) = 37,5 \text{ V}$$

Dans le cas idéal, $V_{BB} = 37,5 \text{ V}$. En deuxième approximation, $V_{BB} = 38,2 \text{ V}$. C'est un peu plus que les tensions d'alimentation usuelles. Cette solution est valable pour les applications qui permettent de hautes tensions d'alimentation.

Une alimentation de 15 V est plus courante en électronique. Donc, une solution plus adéquate est de diminuer la valeur de la résistance d'émetteur. La tension idéale étant de 15 V et le courant désiré de 25 mA, la loi d'Ohm donne :

$$R_E = \frac{15 \text{ V}}{25 \text{ mA}} = 600 \Omega$$

La valeur normalisée la plus proche, avec une tolérance de 5 %, est 620 Ω. Avec la deuxième approximation, la résistance est :

$$R_E = \frac{14,3 \text{ V}}{25 \text{ mA}} = 572 \Omega$$

La valeur normalisée la plus proche est 560 Ω.

7.10 Avez-vous compris ? Sur la figure 7.4b, quelle doit être la valeur de la résistance R_E pour que le courant dans la LED soit de 21 mA ?

Question 7.3

Que fait le circuit de la figure 7.5 ?

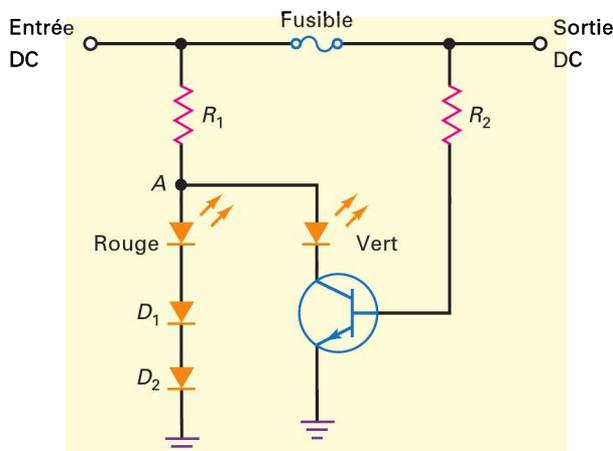


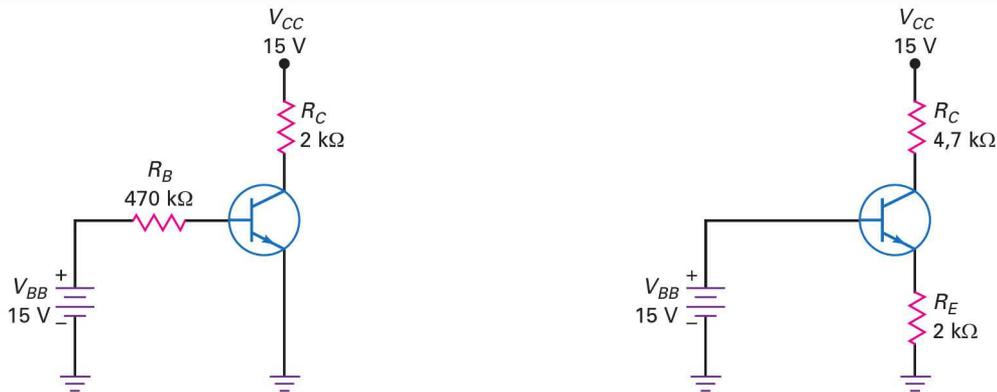
Figure 7.5
Commande de LED
par une polarisation
par la base.

Réponse C'est un indicateur d'état de fusible pour une alimentation continue. Quand le fusible est intact, le transistor polarisé par la base est à la saturation. Il est conducteur et la diode verte brille pour indiquer que

tout est correct. La tension entre le point A et la masse est environ 2 V, ce qui est insuffisant pour illuminer la diode rouge. Les deux diodes en série (D_1 et D_2) l'en empêchent car elles demandent une tension de 1,4 V pour conduire.

Quand le fusible est détruit, le transistor se bloque, éteignant ainsi la diode verte. Ensuite, la tension en A est portée à la valeur de l'alimentation. Maintenant, elle est suffisante pour rendre conductrices les deux diodes et la LED rouge indique que le fusible est fondu. L'encart *À retenir 7.1* présente les principales différences entre la polarisation par la base et par l'émetteur.

À RETENIR 7.1 – Polarisation par la base vs. polarisation par l'émetteur



Caractéristiques	Courants fixés par la base	Courants fixés par l'émetteur
$\beta_{dc} = 100$	$I_B = 9,15 \mu A$ $I_C = 915 \mu A$	$I_B = 21,5 \mu A$ $I_E = 2,15 \mu A$
$\beta_{dc} = 300$	$I_B = 9,15 \mu A$ $I_C = 2,74 \mu A$	$I_B = 7,17 \mu A$ $I_E = 2,15 \mu A$
Mode	Blocage et saturation	Actif ou linéaire
Applications	Commutation/circuits numériques	Amplificateurs et pilotes

7.3 Dépannage

Quand un transistor est déconnecté d'un circuit, vous pouvez utiliser un multimètre numérique ou un ohmmètre pour le tester. Quand le transistor est dans le circuit alimenté, vous pouvez mesurer ses tensions, ce qui donne des indications sur les problèmes éventuels.

7.3.1 Vérifications dans le montage

La vérification *in situ* la plus simple consiste à mesurer les tensions sur le transistor par rapport à la masse. La mesure de la tension collecteur V_C et de la tension

émetteur V_E est un bon départ. La différence $V_C - V_E$ doit être supérieure à 1 V mais inférieure à V_{CC} . Une valeur inférieure au volt indique un transistor court-circuité ; si elle est égale à V_{CC} , le transistor est ouvert.

Les tests précédents épinglent souvent un problème en régime continu quand il existe. Beaucoup de techniciens ajoutent une vérification de V_{BE} effectuée en mesurant la tension base V_B , puis la tension émetteur V_E . La différence est V_{BE} , elle doit être comprise entre 0,6 V et 0,7 V pour les transistors de petite puissance fonctionnant en zone active. Pour les transistors de puissance, V_{BE} peut valoir 1 V ou plus à cause de la résistance série de la diode émetteur. Si la lecture de V_{BE} est inférieure à environ 0,6 V, la diode émetteur n'est pas polarisée en direct, le défaut peut venir du transistor ou des composants du circuit de polarisation.

On peut, de plus, vérifier le blocage en court-circuitant les bornes base et émetteur avec un fil extérieur. Cela enlève la polarisation directe de l'émetteur et force le transistor au blocage. La tension collecteur-masse doit être égale à la tension de l'alimentation collecteur, sinon quelque chose ne fonctionne pas dans le transistor ou dans le circuit.

Il faut faire attention en effectuant ce test. Si un autre composant ou circuit est directement relié à la sortie collecteur, assurez-vous que l'augmentation de la tension collecteur masse ne risque pas de provoquer des dommages.

7.3.2 Tableau des défauts

Comme il a été dit précédemment, un composant en court-circuit est équivalent à une résistance nulle, et en circuit ouvert à une résistance infinie. Par exemple, la résistance d'émetteur peut être en court-circuit (notée R_{ES}) ou ouverte (notée R_{EO}). De même, la résistance de collecteur peut être court-circuitée (R_{CS}) ou ouverte (R_{CO}).

Quand un transistor est défectueux, tout peut arriver. Une des deux diodes peut être court-circuitée ou coupée en interne. Nous allons nous limiter aux défauts les plus probables : collecteur-émetteur en court-circuit (CES), ce qui revient à toutes les bornes reliées entre elles (base, collecteur et émetteur) ; collecteur-émetteur coupé, les trois bornes sont en circuit ouvert (CEO) ; base-émetteur ouverte, la diode émetteur est coupée (BEO) ; collecteur-base coupé, la diode collecteur-base est en circuit ouvert (CBO).

L'encart *À retenir* 7.2 décrit quelques défauts possibles dans le circuit de la figure 7.6. Les tensions sont évaluées en deuxième approximation. En fonctionnement normal, on doit mesurer une tension base de 2 V, une tension émetteur de 1,3 V et une tension collecteur d'environ 10,3 V. Si la résistance d'émetteur est court-circuitée, il y a +2 V sur la diode émetteur. Cette tension importante peut détruire le transistor, probablement en coupant la connexion collecteur-émetteur. Ce défaut et les tensions associées sont reportés dans l'encart.

Si la résistance d'émetteur est coupée, il n'y a plus de courant émetteur, donc le courant collecteur est nul et la tension collecteur monte à 15 V. Ce défaut de R_{EO} et les tensions qui lui sont associées sont aussi dans l'encart. En continuant comme cela, on obtient les lignes suivantes.

Remarquez la septième ligne, pour l'absence de tension V_{CC} . Cela mérite un commentaire : votre instinct vous dit que si la tension collecteur est nulle, c'est parce qu'il n'y a pas d'alimentation collecteur. Mais ce n'est pas ce que vous allez mesurer avec un voltmètre. Quand on branche celui-ci entre le collecteur et la masse, l'alimentation base impose un faible courant direct dans la diode collecteur en série avec lui. Puisque la tension base est fixée à 2 V, la tension collecteur est

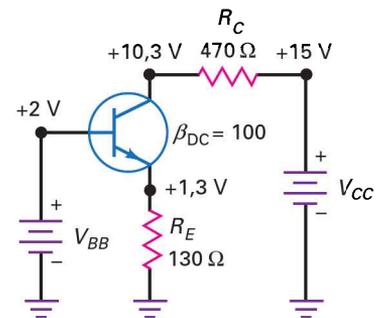


Figure 7.6
Vérifications dans le montage

à 0,7 V et le voltmètre indique 1,3 V entre le collecteur et la masse. Autrement dit, le voltmètre ferme le circuit vers la masse et il est équivalent à une forte résistance en série avec la diode.

À RETENIR 7.2 – Défauts et symptômes

Défaut	V_B (V)	V_E (V)	V_C (V)	Remarques
aucun	2	1,3	10,3	Pas de défaut
R_{ES}	2	0	15	Transistor détruit (CEO)
R_{EO}	2	1,3	15	Pas de courant base ou collecteur
R_{CS}	2	1,3	15	
R_{CO}	2	1,3	1,3	
pas de V_{BB}	0	0	15	Vérifier l'alimentation et les connexions
pas de V_{CC}	2	1,3	1,3	Vérifier l'alimentation et les connexions
CES	2	2	2	Toutes les bornes du transistor sont en court-circuit
CEO	2	0	15	Toutes les bornes du transistor sont en circuit ouvert
BEO	2	0	15	Diode base-émetteur coupée
CBO	2	1,3	15	Diode collecteur-base coupée

7.4 Autres composants optoélectroniques

Comme on l'a vu, un transistor avec la base ouverte présente un faible courant collecteur du fait de porteurs minoritaires créés thermiquement et d'un courant de fuite superficiel. Les constructeurs réalisent des **phototransistors** en exposant la jonction collecteur à la lumière, ces composants ont une sensibilité à l'éclairement beaucoup plus importante que les diodes.

7.4.1 Principe des phototransistors

La figure 7.7a représente un transistor base en l'air (non connectée). Il a été dit qu'il existe un faible courant dans le circuit. Ignorons le courant de fuite superficiel et concentrons-nous sur le courant des porteurs thermiques de la diode collecteur. Nous tenons compte du courant inverse qu'ils produisent grâce à une source de courant mise en parallèle sur la diode collecteur d'un transistor idéal (figure 7.7b).

La borne de la base étant en l'air, tout le courant inverse est bloqué dans la base du transistor et le courant collecteur qui en découle est :

$$I_{CEO} = \beta_{DC} I_R$$

où I_R est le courant inverse des porteurs minoritaires. Le courant collecteur est le courant inverse d'origine multiplié par β_{DC} .

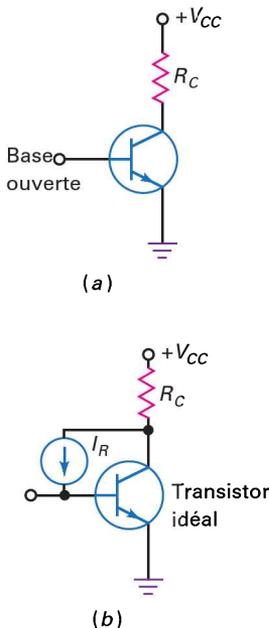


Figure 7.7
(a) Transistor base en l'air ;
(b) circuit équivalent.

La diode collecteur est sensible à la lumière aussi bien qu'à la température. Dans un phototransistor, la lumière passe à travers une fenêtre et frappe la jonction collecteur-base ; quand elle augmente, I_R augmente, tout comme I_{CEO} .

7.4.2 Phototransistor ou photodiode ?

La principale différence entre le phototransistor et la photodiode est le gain en courant β_{DC} . La même quantité de lumière frappant les deux composants produit β_{DC} fois plus de courant dans le premier que dans la seconde. L'augmentation de la sensibilité est le grand avantage du phototransistor sur la photodiode.

La figure 7.8a représente le symbole graphique d'un phototransistor. Remarquons la base ouverte, c'est usuel pour ce composant. Une résistance dans la boucle de base (figure 7.8b) peut commander la sensibilité, mais la base est très souvent en l'air pour bénéficier de la sensibilité maximale.

Le prix à payer pour cette augmentation de la sensibilité est la diminution de la rapidité. Un phototransistor est plus sensible qu'une photodiode mais il ne peut s'ouvrir et se fermer aussi rapidement qu'elle. Généralement, les courants des diodes sont en microampères et elles basculent en quelques nanosecondes. Les phototransistors ont des courants en milliampères, mais leur temps de commutation se mesure en microsecondes. Un exemple de phototransistor est présenté figure 7.8c.

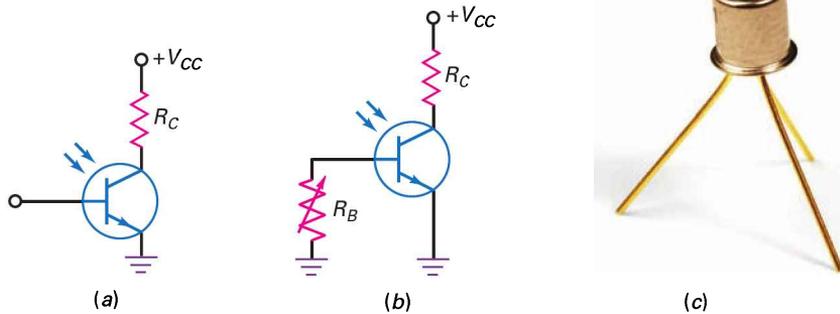


Figure 7.8
Phototransistor.
(a) Base en l'air : sensibilité maximale ;
(b) résistance de base variable : sensibilité variable ;
(c) exemple de transistor.
© Brian Moeskau/Brian Moeskau Photography

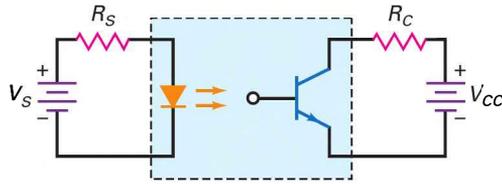
7.4.3 Optocoupleurs

Sur la figure 7.9a, une LED commande un phototransistor. C'est un optocoupleur beaucoup plus sensible que l'ensemble LED-photodiode envisagé précédemment. L'idée est très simple, toute variation de I_s produit une variation du courant dans la LED qui se traduit par une variation du courant traversant le phototransistor. Tout cela engendre une variation de tension aux bornes collecteur-émetteur. Donc, un signal est transmis du circuit d'entrée au circuit de sortie.

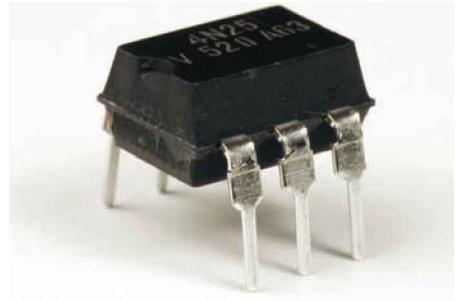
Le grand intérêt de l'optocoupleur est l'isolation électrique entre l'entrée et la sortie. On peut aussi dire que la référence de tension du circuit d'entrée est différente de la référence de tension du circuit de sortie. Par conséquent, il n'existe pas de liaison électrique entre les deux circuits. Cela veut dire que l'on peut mettre l'un à la masse et laisser l'autre flottant. Par exemple, le circuit d'entrée peut avoir une masse sur le châssis de l'appareillage alors que le circuit de sortie est sans masse. Un exemple d'optocoupleur est présenté figure 7.9b.

Bon à Savoir

L'optocoupleur a été en fait conçu comme un remplacement microélectronique d'un relais mécanique. Sa fonctionnalité est similaire à son équivalent mécanique plus ancien car il offre un degré élevé d'isolation entre ses connexions d'entrée et de sortie. Des avantages de l'utilisation d'un optocoupleur par rapport à un relais mécanique sont de plus grandes vitesses de fonctionnement, aucun rebond de contacts, une taille réduite, aucune partie mobile à utiliser et une compatibilité avec les circuits microprocesseurs.



(a)



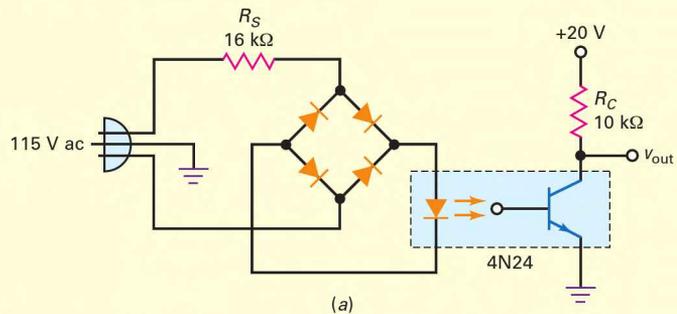
(b)

Figure 7.9

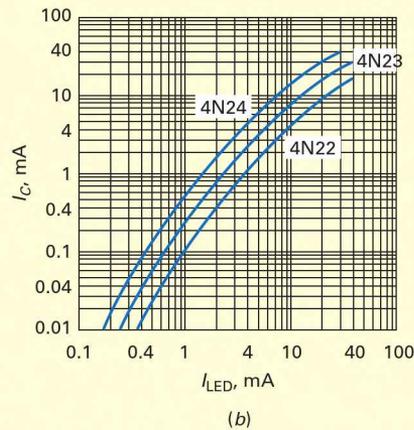
(a) Optocoupler avec LED et phototransistor.
(b) optocoupler IC. © Brian Moeskau/Brian Moeskau Photography

Question 7.4

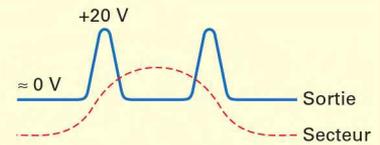
Que réalise le circuit de la figure 7.10 ?



(a)



(b)



(c)

Figure 7.10

(a) Détecteur de passage par zéro ;
(b) caractéristiques d'optocoupleurs ;
(c) sortie du détecteur.

Réponse L'optocoupler 4N24 de la figure 7.10a réalise un isolement de la source de puissance et détecte le passage par zéro de la tension secteur. La figure 7.10b montre la relation entre le courant collecteur et le courant dans la LED. Nous allons calculer la valeur crête de la tension de sortie de l'optocoupler.

Le redresseur en pont donne un courant double alternance dans la LED. En négligeant la chute de tension sur les diodes, le courant crête dans la LED vaut :

$$I_{LED} = \frac{1,414(115 \text{ V})}{16 \text{ k}\Omega} = 10,2 \text{ mA}$$

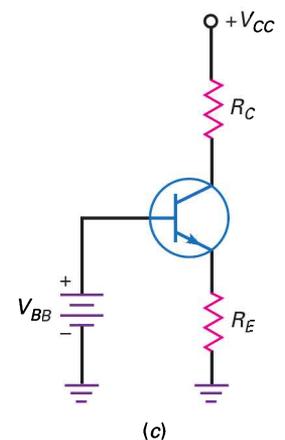
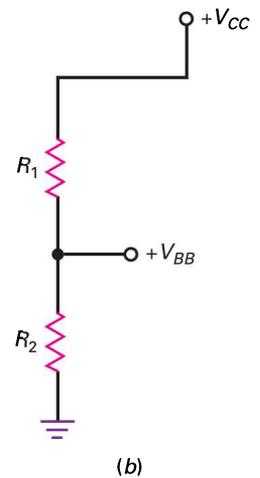
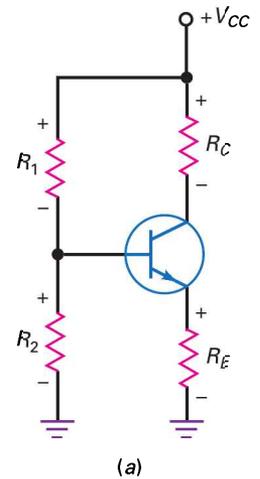
Le courant de saturation du phototransistor est :

$$I_{C(sat)} = \frac{20 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

La figure 7.10*b* indique le courant statique du phototransistor en fonction du courant dans la LED pour trois optocoupleurs différents. Pour un 4N24 (courbe supérieure), un courant dans la LED de 10,2 mA donne approximativement 15 mA quand la charge est nulle. Le courant du phototransistor n'atteint jamais cette valeur car il sature à 2 mA. Autrement dit, le courant dans la LED est plus que suffisant pour donner la saturation. Comme sa valeur crête est 10,2 mA, le transistor est saturé pendant la plus grande partie de la période. La tension de sortie est donc quasiment nulle, comme le montre la figure 7.10*c*.

Le passage par zéro s'effectue quand la tension secteur passe du positif au négatif et inversement. À cet instant, le courant dans la LED tombe à zéro, le phototransistor devient un circuit ouvert et la tension de sortie monte aux environs de 20 V (figure 7.10*c*). La tension de sortie est à zéro pendant une grande partie du cycle, au passage à zéro elle monte à 20 V pour redescendre ensuite.

Le montage de la figure 7.10*a* est intéressant car il ne demande pas de transformateur pour réaliser l'isolation du secteur, le photocoupleur le fait. En plus, il détecte le passage à zéro, ce qui est indispensable dans les applications où d'autres montages doivent être synchronisés avec la tension secteur.



7.5 Polarisation par diviseur de tension

La figure 7.11*a* illustre le circuit de polarisation le plus répandu. Remarquez que le circuit de la base contient un pont diviseur (R_1 et R_2). Pour cette raison, ce montage est appelé **polarisation par diviseur de tension** (PDT).

7.5.1 Étude simplifiée

Pour le dépannage ou la première analyse, utilisez la méthode suivante. Dans toute polarisation par diviseur de tension bien conçue, le courant base est nettement plus faible que le courant dans le diviseur. De ce fait, son influence sur le diviseur est négligeable : vous pouvez imaginer un circuit ouvert entre le diviseur et la base afin d'obtenir le circuit équivalent de la figure 7.11*b*. Dans celui-ci, la tension donnée par le diviseur est :

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

Théoriquement, c'est la tension d'alimentation de la base (figure 7.11*c*).

Comme on le voit, la PDT est en fait une polarisation par l'émetteur déguisée : la figure 7.11*c* est le circuit équivalent du montage de la figure 7.11*a*. La polarisation par diviseur de tension fixe une valeur du courant émetteur entraînant un point Q stable et indépendant du gain en courant.

Figure 7.11
Polarisation par diviseur de tension.
(a) Montage ;
(b) diviseur de tension ;
(c) montage simplifié.

Il existe une erreur dans cette étude approchée et nous allons l'envisager dans le prochain paragraphe. Le point fondamental est que dans tout circuit bien conçu, l'erreur faite en utilisant le schéma de la figure 7.11c est très petite. En d'autres termes, les développeurs choisissent les valeurs des composants pour que le circuit de la figure 7.11a fonctionne comme celui de la figure 7.11c.

Bon à Savoir

Puisque $V_E \approx I_C R_E$, la relation (7.9) peut aussi s'écrire :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_C R_E$$

ou

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

7.5.2 Conclusion

Après avoir calculé V_{BB} , la poursuite de l'étude est la même que celle décrite pour la polarisation par l'émetteur. Voici le résumé des équations que vous pouvez utiliser dans une PDT :

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (7.4)$$

$$V_E = V_{BB} - V_{BE} \quad (7.5)$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \quad (7.6)$$

$$I_C \approx I_E \quad (7.7)$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (7.8)$$

$$V_{CE} = V_C - V_E \quad (7.9)$$

Ces relations découlent des lois d'Ohm et de Kirchhoff. Voici les étapes du calcul :

- 5) Calculer la tension de base V_{BB} fournie par le diviseur.
- 6) Enlever 0,7 V pour obtenir la tension émetteur (enlever 0,3 V pour le germanium).
- 7) Diviser par la résistance d'émetteur pour obtenir le courant émetteur.
- 8) Supposer que le courant collecteur est approximativement égal au courant émetteur.
- 9) Calculer la tension collecteur-masse en retranchant la chute de tension sur la résistance de collecteur de la tension de l'alimentation collecteur.
- 10) Calculer la tension collecteur-émetteur en retranchant la tension émetteur de la tension collecteur.

Ces six étapes sont logiques et faciles à retenir. Après l'étude de plusieurs polarisations par diviseur de tension, la méthode deviendra automatique.

Question 7.5

Quelle est la tension collecteur-émetteur sur la figure 7.12 ?

Réponse Le diviseur non chargé donne la tension :

$$V_{BB} = \frac{2,2 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega} 10 \text{ V} = 1,8 \text{ V}$$

Enlevons 0,7 V pour obtenir :

$$V_E = 1,8 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 1,1 \text{ V}$$

Le courant émetteur est :

$$I_E = \frac{1,1 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1,1 \text{ mA}$$

Puisque le courant collecteur est très proche du courant émetteur, le calcul de la tension entre le collecteur et la masse devient :

$$V_C = 10 \text{ V} - (1,1 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = 6,04 \text{ V}$$

La tension collecteur-émetteur est alors :

$$V_{CE} = 6,04 \text{ V} - 1,1 \text{ V} = 4,94 \text{ V}$$

Remarque : le calcul dans cette étude préliminaire ne dépend pas d'un changement du transistor, du courant collecteur ou de la température. C'est pour cela que le point Q de ce circuit est stable, presque aussi solide qu'un roc.

7.5 Avez-vous compris ? Changer la tension d'alimentation de la figure 7.12 de 10 V à 15 V et refaire le calcul de V_{CE} .

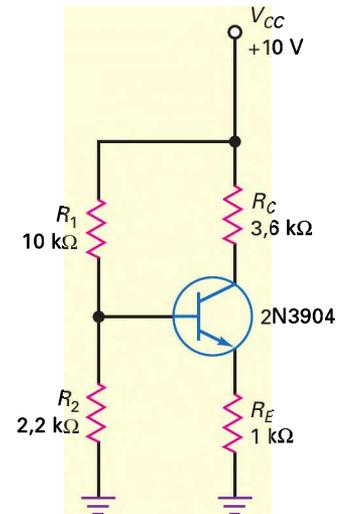
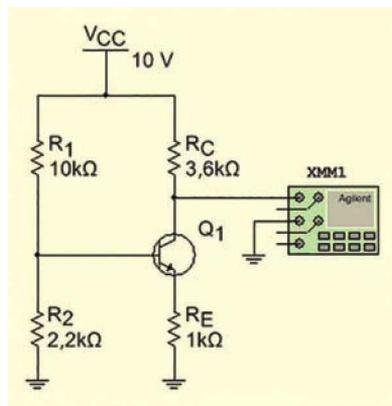


Figure 7.12

Question 7.6

Discutez l'importance de la figure 7.13 qui représente une simulation du circuit envisagé dans l'exemple précédent.



III Multisim

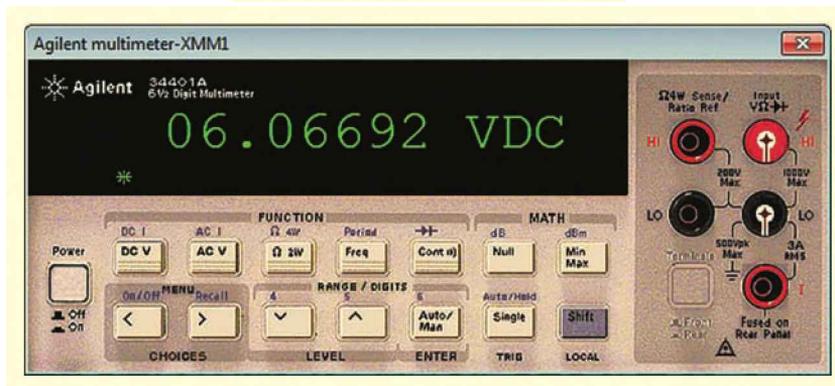


Figure 7.13
Simulation d'un circuit.

Réponse Cette question enfonce le clou. Nous avons la même réponse en utilisant un calculateur. Le voltmètre indique 6,07 V (arrondi à deux chiffres), que l'on compare à 6,04 V trouvé dans l'exemple précédent. Une étude simplifiée a donné exactement la même réponse qu'une simulation numérique.

On peut espérer la même cohérence des résultats chaque fois que la PDT aura été bien conçue. Après tout, son but est d'éliminer virtuellement, comme la polarisation par l'émetteur, les effets de changement de transistor, de courant collecteur ou de température.

7.6 Avez-vous compris ? Changer la tension d'alimentation de la figure 7.13 de 10 V à 15 V et refaire le calcul de V_{CE} . Comparer ce résultat à celui obtenu à *Avez-vous compris 7.5*.

7.6 Étude détaillée de la PDT

Qu'est-ce qu'une PDT bien conçue ? C'est celle dont *la tension du diviseur apparaît constante vue de la résistance d'entrée de la base*. La signification de cette phrase mérite d'être discutée.

7.6.1 Résistance interne

Avec une source de tension constante, on peut ignorer la résistance de source quand elle est au moins 100 fois plus petite que la résistance de charge :

$$R_S < 0,01R_L$$

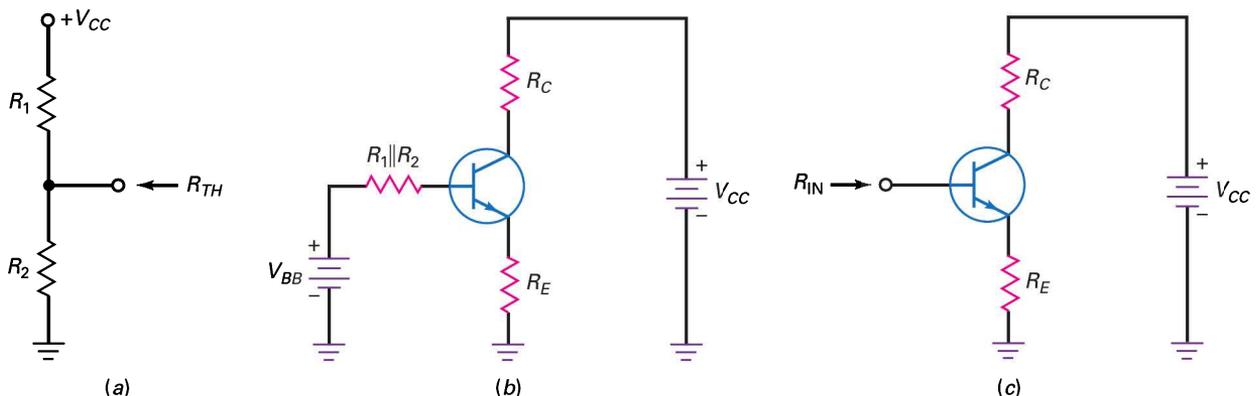
Lorsque cette condition est satisfaite, la tension sur la charge est à 1 % de la tension idéale. Maintenant, appliquons cette notion au diviseur.

Quelle est sa résistance de Thévenin (figure 7.14a) ? En l'observant avec la tension V_{CC} à la masse, on voit R_1 en parallèle avec R_2 , soit :

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2$$

À cause de cette résistance, la tension fournie par le diviseur n'est plus idéale. Une étude plus précise tient compte de cette résistance de Thévenin, comme le montre la figure 7.14b. Le courant dans la résistance R_{TH} rend la tension base V_B inférieure à la tension V_{BB} .

Figure 7.14
(a) Résistance de Thévenin ;
(b) circuit équivalent ;
(c) résistance d'entrée de base.



7.6.2 Résistance de la charge

Quelle est la différence entre la tension V_{BB} et la tension base ? Le diviseur de tension doit fournir le courant base (figure 7.14b). Autrement dit, le diviseur voit une résistance de charge R_{IN} , comme le montre la figure 7.14c. Pour que la tension du diviseur apparaisse constante vue de la base, la loi de la source de tension constante (100/1) se traduit par :

$$R_S < 0,01R_L$$

soit :

$$R_1 \parallel R_2 < 0,01R_{IN} \quad (7.10)$$

Une PDT bien conçue doit satisfaire cette condition.

7.6.3 Diviseur à tension constante

Si le transistor de la figure 7.14c possède un gain en courant de 100, son courant collecteur est 100 fois plus grand que son courant base. Par conséquent, le courant émetteur est 100 fois plus grand que le courant base. Quand on regarde de la base, la résistance d'émetteur R_E apparaît 100 fois plus grande. On a la formule :

$$R_{IN} = \beta_{DC}R_E \quad (7.11)$$

Donc la relation (7.10) pour le **diviseur à tension constante** peut s'écrire :

$$R_1 \parallel R_2 < 0,01\beta_{DC}R_E \quad (7.12)$$

Chaque fois que c'est possible, le concepteur choisit les valeurs des composants pour satisfaire la loi du 100/1, ce qui donne un point Q hyperstable.

7.6.4 Diviseur à tension stable

Parfois, pour avoir une tension constante, les valeurs de R_1 et R_2 doivent être si faibles que d'autres défauts (envisagés plus tard) surviennent. Dans ce cas, il faut faire un compromis en employant la règle suivante :

$$R_1 \parallel R_2 < 0,1\beta_{DC}R_E \quad (7.13)$$

Nous appelons **diviseur à tension stable** tous les diviseurs qui obéissent au rapport 10/1. Dans le cas le plus défavorable, le courant collecteur est inférieur de 10 % à la valeur théorique. C'est acceptable dans beaucoup d'applications car la PDT garde un point Q raisonnablement fixe.

7.6.5 Une approximation plus juste

Pour obtenir une valeur plus précise du courant émetteur, on peut utiliser la relation suivante :

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + (R_1 \parallel R_2)/\beta_{DC}} \quad (7.14)$$

Elle diffère de la valeur constante par la présence du terme $(R_1 \parallel R_2)/\beta_{DC}$ au dénominateur. Quand il s'approche de zéro, la relation prend la forme (8.3).

La relation 7.14) améliore l'analyse, mais elle est assez compliquée. Si une étude encore plus juste est nécessaire et que vous disposez d'un ordinateur, vous utiliserez un programme de simulation tel que Multisim.

III Multisim

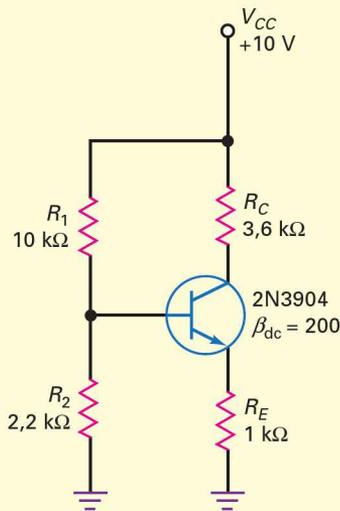


Figure 7.15

Question 7.7

Est-ce que le diviseur de tension de la figure 7.15 est à tension constante ? Calculez une valeur plus précise du courant émetteur en utilisant la relation (7.14).

Réponse Vérifions si la règle du 100/1 est validée :

$$\text{Diviseur à tension constante : } R_1 \parallel R_2 < 0,1 \beta_{DC} R_E$$

La résistance de Thévenin du diviseur de tension vaut :

$$R_1 \parallel R_2 = 10 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega = \frac{(10 \text{ k}\Omega)(2,2 \text{ k}\Omega)}{10 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega} = 1,8 \text{ k}\Omega$$

La résistance d'entrée de la base est :

$$\beta_{DC} R_E = (200)(1 \text{ k}\Omega) = 200 \text{ k}\Omega$$

et le centième :

$$0,01 \beta_{DC} R_E = 2 \text{ k}\Omega$$

Puisque $1,8 \text{ k}\Omega$ est inférieur à $2 \text{ k}\Omega$, la tension donnée par le diviseur est constante.

Avec la relation (7.14), le courant émetteur vaut :

$$I_E = \frac{1,8 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega + (1,8 \text{ k}\Omega) / 200} = \frac{1,1 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega + 9 \Omega} = 1,09 \text{ mA}$$

Ce résultat est très proche de $1,1 \text{ mA}$, la valeur obtenue par l'analyse simplifiée.

La conclusion est la suivante : on ne doit pas utiliser la relation (7.14) pour évaluer le courant émetteur quand le diviseur est à tension constante. Même si c'est un diviseur à tension stable, l'emploi de (7.14) augmente la précision d'au maximum 10 %. À moins d'indications contraires, à partir de maintenant, toutes les études de polarisation par diviseur de tension menées dans cet ouvrage utiliseront la méthode simplifiée.

7.7 Droite de charge et point Q d'une PDT

Dans le raisonnement suivant, la tension émetteur reste à $1,1 \text{ V}$ à cause de la présence du diviseur à tension constante de la figure 7.16.

7.7.1 Le point Q

Le point Q a été calculé au paragraphe 7.5. Il présente un courant collecteur de $1,1 \text{ mA}$ et une tension collecteur-émetteur de $4,94 \text{ V}$. Ces valeurs donnent le point Q de la figure 7.16. Puisque le diviseur de tension est issu de la polarisation par l'émetteur, le point Q est théoriquement insensible aux variations du gain en courant. Pour le déplacer, on peut modifier la résistance d'émetteur.

Par exemple, si la résistance d'émetteur est portée à $2,2 \text{ k}\Omega$, le courant diminue :

$$I_E = \frac{1,1 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega} = 0,5 \text{ mA}$$

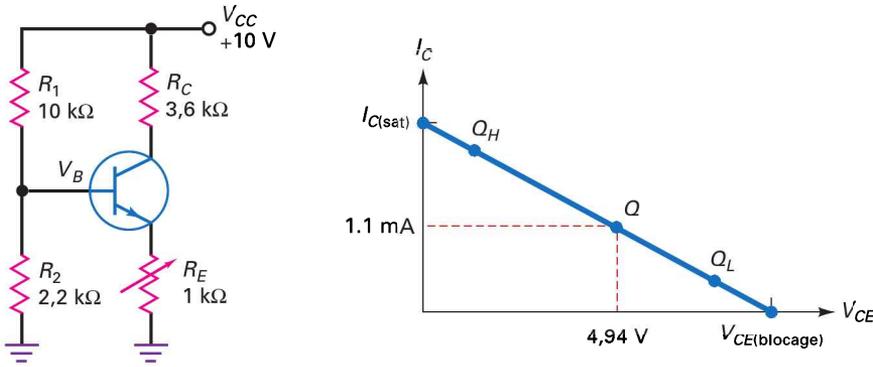


Figure 7.16
Calcul du point Q.

La tension devient :

$$V_C = 10 \text{ V} - (0,5 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = 8,2 \text{ V}$$

et

$$V_{CE} = 8,2 \text{ V} - 1,1 \text{ V} = 7,1 \text{ V}$$

Donc, la nouvelle position est Q_L de coordonnées : 0,5 mA et 7,1 V.

Par ailleurs, si la résistance d'émetteur descend à 510 Ω le courant émetteur augmente :

$$I_E = \frac{1,1 \text{ V}}{510 \Omega} = 2,15 \text{ mA}$$

La tension devient :

$$V_C = 10 \text{ V} - (2,15 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = 2,26 \text{ V}$$

et

$$V_{CE} = 2,26 \text{ V} - 1,1 \text{ V} = 1,16 \text{ V}$$

Dans ce cas, le point Q prend une nouvelle position Q_H de coordonnées : 2,15 mA et 1,16 V.

7.7.2 Le point Q au milieu de la droite de charge

V_{CC} , R_1 , R_2 et R_C contrôlent le courant de saturation et la tension de blocage. Une variation de l'une de ces grandeurs modifie $I_{C(sat)}$ et/ou $V_{CE(blocage)}$. Une fois ces variables fixées par le concepteur, la *résistance d'émetteur* est ajustée pour fixer le point Q à une position donnée sur la droite de charge. Si R_E est trop grande, le point Q va au blocage ; si elle est trop petite, il va à la saturation. Certains concepteurs mettent donc le point Q au milieu de la droite de charge. Quand on examine les amplificateurs à transistors, le point Q de la droite de charge DC est ajusté à partir du milieu de cette droite de charge pour obtenir le signal de sortie maximal.

7.7.3 Règle de conception simplifiée d'une PDT

La figure 7.17 représente un circuit PDT. Ce circuit est utilisé pour démontrer une règle de conception simplifiée permettant d'obtenir la stabilité du point Q. Cette règle est valable pour la conception de la plupart des circuits PDT même si d'autres techniques de conception sont également utilisées.

Avant de commencer toute conception il est important de déterminer les spécifications du circuit à concevoir. Le circuit est polarisé de telle façon que V_{CE}

Bon à Savoir

Il est important de positionner le point Q au milieu de la droite de charge, cela permet d'obtenir la variation maximale de la tension de sortie de l'amplificateur.

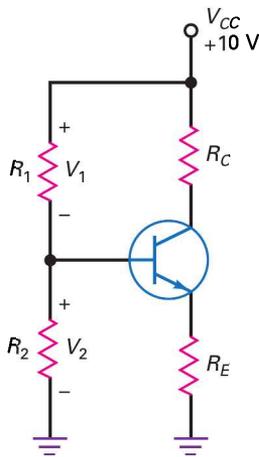


Figure 7.17
Circuit PDT modèle.

soit à une valeur médiane avec un courant collecteur défini. Il est également nécessaire de connaître la tension d'alimentation V_{CC} et la plage de variation de β_{DC} . Il faut aussi s'assurer que le circuit ne placera pas le transistor hors des limites de sa puissance maximale autorisée.

Commencer d'abord par fixer la valeur de la tension émetteur au dixième de la valeur de la tension d'alimentation :

$$V_E = 0,1 V_{CC}$$

calculer ensuite la valeur de la résistance émetteur pour obtenir le courant collecteur défini :

$$R_E = V_E / I_E$$

Sachant que le point Q doit se trouver approximativement au milieu de la droite de charge, et qu'il doit y avoir une tension collecteur-émetteur V_{CE} médiane, on obtient environ $0,5 V_{CC}$ aux bornes du transistor. Les $0,4 V_{CC}$ restants se trouvent aux bornes de la résistance collecteur, donc :

$$R_C = 4 R_E$$

puis, si vous faites le choix du diviseur à tension constante alors utiliser la règle du 100/1 :

$$R_{TH} \leq 0,01 \beta_{DC} R_E$$

Généralement, R_2 est inférieure à R_1 . On peut alors simplifier l'équation du diviseur de tension en :

$$R_2 \leq 0,01 \beta_{DC} R_E$$

Vous pouvez aussi choisir un diviseur à tension stable en utilisant alors la règle du 10/1 :

$$R_2 \leq 0,1 \beta_{DC} R_E$$

Dans tous les cas, utiliser la valeur minimale de β_{DC} pour obtenir le courant collecteur défini.

Enfin, calculer R_1 en utilisant la relation :

$$R_1 = (V_1 / V_2) R_2$$

Question 7.8

En prenant le circuit de la figure 7.17, calculer les valeurs des résistances permettant d'obtenir les spécifications suivantes :

$$V_{CC} = 10 \text{ V}$$

avec une valeur V_{CE} médiane de $0,5 V_{CC}$

$$I_C = 10 \text{ mA}$$

transistors 2N3904, avec $\beta_{DC} = 100$ à 300 .

Réponse Déterminer tout d'abord la tension émetteur :

$$V_E = 0,1 V_{CC} = (0,1)(10 \text{ V}) = 1 \text{ V}$$

Calculer ensuite la résistance émetteur :

$$R_E = V_E / I_E = 1 \text{ V} / 10 \text{ mA} = 100 \Omega$$

La résistance collecteur est :

$$R_C = 4 R_E = 4 \times 100 \, \Omega = 400 \, \Omega$$

(utilisez une résistance de 390 Ω .)

Choisissez un diviseur à tension constante, ou à tension stable. Dans le cas d'une tension constante on obtient pour R_2 :

$$R_2 \leq 0,01 \beta_{DC} R_E$$

$$R_2 \leq (0,01)(100)(100 \, \Omega) = 100 \, \Omega$$

Calculez maintenant la valeur de R_1

$$R_1 = (V_1 / V_2) R_2$$

$$V_2 = V_E + 0,7 \, \text{V} = 1 \, \text{V} + 0,7 \, \text{V} = 1,7 \, \text{V}$$

$$V_1 = V_{CC} - V_2 = 10 \, \text{V} - 1,7 \, \text{V} = 8,3 \, \text{V}$$

d'où

$$R_1 = (8,3 \, \text{V} / 1,7 \, \text{V})(100 \, \Omega) = 488 \, \Omega$$

(utilisez une résistance de 490 Ω)

7.8 Avez-vous compris ? Utiliser la méthode simplifiée pour concevoir le circuit PDT de la figure 7.17 avec les spécifications suivantes : $V_{CC} = 10 \, \text{V}$ avec une valeur V_{CE} médiane de $0,5 V_{CC}$, $I_C = 1 \, \text{mA}$, $\beta_{DC} = 70$ à 200. Choisir un diviseur à tension constante.

7.8 Polarisation émetteur à deux sources

Certains équipements électroniques possèdent une alimentation qui fournit des tensions à la fois positives et négatives. Par exemple, la figure 7.18 montre un montage à transistor avec deux sources de tension : +10 V et -2 V. La source négative polarise en direct la diode émetteur. La source positive polarise en inverse la diode collecteur. Ce montage découle de la polarisation par l'émetteur. Nous l'appelons donc **polarisation émetteur à deux sources** (PEDS).

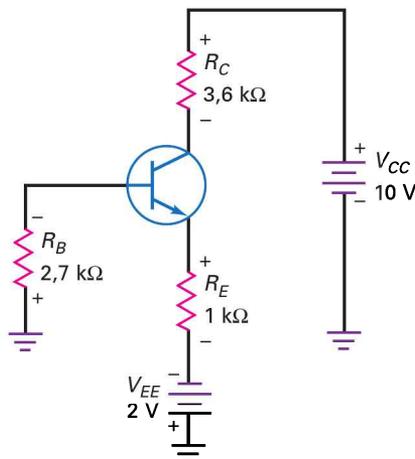


Figure 7.18
Polarisation émetteur
à deux sources.

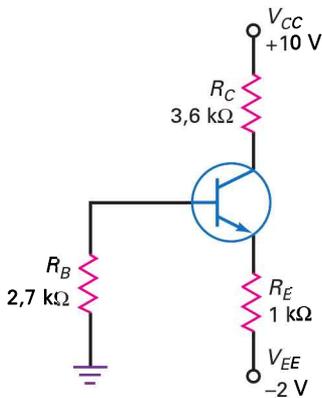


Figure 7.19
Nouveau schéma du montage
PEDS.

7.8.1 Analyse

La première chose à faire est de redessiner le montage tel qu'il apparaît généralement sur les schémas. On gomme donc le symbole de la pile, comme le montre la figure 7.19. Cette opération est nécessaire sur les schémas de montages sophistiqués, car il n'y a pas de place pour les symboles des alimentations continues. Toutes les informations sont présentes, mais elles sont sous forme condensée : il y a une source de tension négative de -2 V en bas de la résistance $1\text{ k}\Omega$ et une source de tension positive de $+10\text{ V}$ au sommet de la résistance $3,6\text{ k}\Omega$.

Quand ce type de montage est bien conçu, le courant base est suffisamment faible pour être ignoré. Cela revient à dire que la tension base est presque nulle, comme le montre la figure 7.20.

La chute de tension dans la diode émetteur est de $0,7\text{ V}$, c'est pour cela qu'il y a $-0,7\text{ V}$ sur la borne émetteur. Si ce n'est pas clair, arrêtez-vous et réfléchissez. Il y a une chute de $0,7\text{ V}$ de la base vers l'émetteur, la tension sur la base est 0 , la tension sur l'émetteur est donc $-0,7\text{ V}$.

Sur la figure 7.20, la résistance d'émetteur joue encore le rôle principal en fixant le courant. Pour trouver sa valeur, appliquons la loi d'Ohm : le sommet de la résistance R_E est à la tension $-0,7\text{ V}$ et le bas à -2 V . Donc la tension aux bornes de la résistance d'émetteur est la différence entre ces deux tensions. Pour avoir sa valeur exacte, retranchez la valeur la plus faible de la plus forte. Dans ce cas précis, la plus faible est -2 V , on a donc :

$$V_{RE} = -0,7\text{ V} - (-2\text{ V}) = 1,3\text{ V}$$

Une fois la tension sur la résistance d'émetteur obtenue, calculez le courant émetteur par la loi d'Ohm :

$$I_E = \frac{1,3\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 1,3\text{ mA}$$

Ce courant traverse la résistance $3,6\text{ k}\Omega$ et produit une chute de tension que nous enlevons de $+10\text{ V}$:

$$V_C = 10\text{ V} - (1,3\text{ mA})(3,6\text{ k}\Omega) = 5,32\text{ V}$$

La tension collecteur-émetteur est la différence entre la tension collecteur et la tension émetteur :

$$V_{CE} = 5,32\text{ V} - (-0,7\text{ V}) = 6,02\text{ V}$$

Pour une polarisation émetteur à deux sources bien conçue, comme pour la polarisation par diviseur de tension, la règle du 100/1 est vérifiée :

$$R_B < 0,01\beta_{DC}R_E \quad (7.15)$$

Dans ce cas, les relations simplifiées de l'étude sont :

$$V_B \approx 0 \quad (7.16)$$

$$I_E = \frac{-0,7\text{ V} - V_{EE}}{R_E} \quad (7.17)$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (7.18)$$

$$V_{CE} = V_C + 0,7\text{ V} \quad (7.19)$$

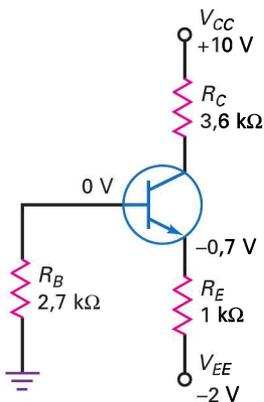


Figure 7.20
La tension base est
théoriquement nulle.

7.8.2 Tension base

Une source d'erreur dans cette méthode approchée est la faible tension sur la résistance de base (figure 7.20). Quand un petit courant traverse cette résistance, une tension négative apparaît entre la base et la masse. Dans une bonne réalisation, elle est inférieure à $-0,1$ V. Si un compromis doit être trouvé en utilisant une plus grande résistance de base, la tension peut être inférieure à $-0,1$ V. Lorsque vous dépannez un tel circuit, la mesure de la tension entre la base et la masse doit donner une faible valeur, sinon quelque chose est erroné.

Question 7.9

D'après la figure 7.20, quelle est la tension collecteur si la résistance d'émetteur est portée à $1,8$ k Ω ?

Réponse La tension aux bornes de la résistance d'émetteur reste à $1,3$ V. Le courant émetteur vaut :

$$I_E = \frac{1,3 \text{ V}}{1,8 \text{ k}\Omega} = 0,722 \text{ mA}$$

La tension collecteur est donc :

$$V_C = 10 \text{ V} - (0,722 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = 7,4 \text{ V}$$

7.9 Avez-vous compris ? Dans la figure 7.20, utiliser une résistance d'émetteur de 2 k Ω . Calculer V_{CE} .

Question 7.10

Un **étage** comprend un transistor et les composants passifs connectés avec lui. La figure 7.21 illustre un montage à trois étages utilisant deux sources d'alimentation. Quelles sont les tensions collecteur-masse de chaque étage ?

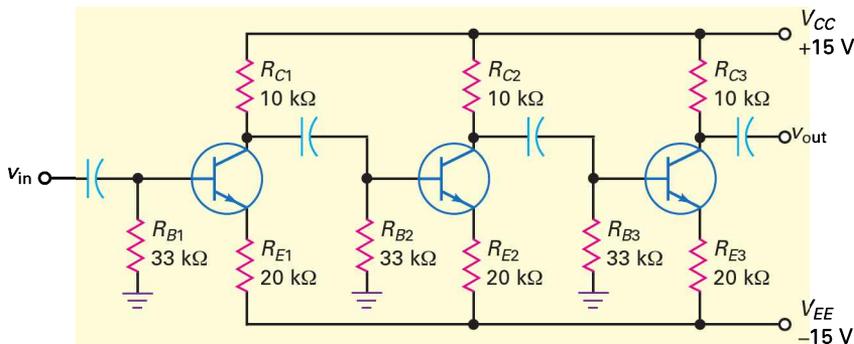


Figure 7.21
Montage à trois étages.

Réponse Pour commencer, ignorons les condensateurs ; en effet, pour les courants et les tensions DC, ce sont des circuits ouverts. Alors, il nous reste trois transistors isolés, chacun polarisé par l'émetteur avec deux sources de tensions.

Le premier étage a un courant émetteur :

$$I_E = \frac{15 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} = \frac{14,3 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} = 0,715 \text{ mA}$$

et une tension collecteur :

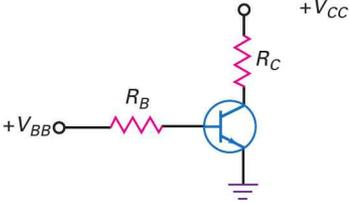
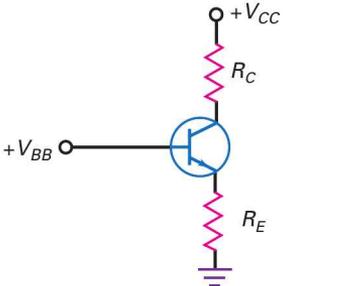
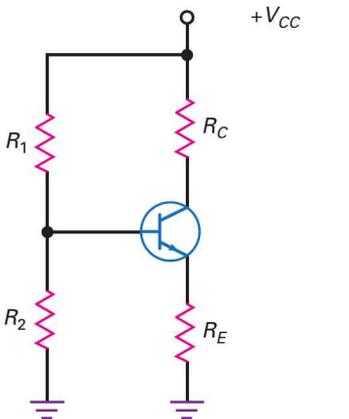
$$V_C = 15 \text{ V} - (0,715 \text{ mA})(10 \text{ k}\Omega) = 7,85 \text{ V}$$

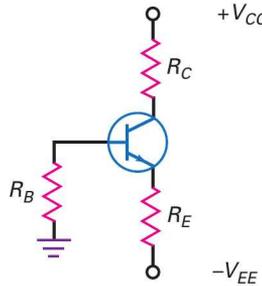
Les autres étages ont les mêmes composants passifs, chacun présente une tension entre le collecteur et la masse d'environ 7,85 V.

L'encart *À retenir* 7.3 illustre les quatre principaux types de polarisation des circuits à transistors.

7.10 Avez-vous compris ? Changer les valeurs de la tension d'alimentation de la figure 7.21, en -12 V et $+12 \text{ V}$. Calculer alors V_{CE} pour chaque transistor.

À RETENIR 7.3 – Polarisation des circuits

Type	Circuit	Calculs	Caractéristiques	Utilisation type
Polarisation par la base		$I_B = \frac{V_{BB} - 0,7 \text{ V}}{R_B}$ $I_C = \beta I_B$ $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$	Peu nombreuses β -dépendante Courant de base défini	Commutateurs Circuits numériques
Polarisation par l'émetteur		$V_E = V_{BB} - 0,7 \text{ V}$ $I_E = \frac{V_E}{R_E}$ $V_C = V_C - I_C R_C$ $V_{CE} = V_C - V_E$	Courant émetteur défini β -indépendante	Commande de circuits intégrés Amplificateurs
Polarisation par diviseur de tension		$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$ $V_E = V_B - 0,7 \text{ V}$ $I_E = \frac{V_E}{R_E}$ $V_C = V_{CC} - I_C R_C$ $V_{CE} = V_C - V_E$	Nécessite plus de résistances β -indépendante N'utilise qu'une source d'alimentation	Amplificateurs

Type	Circuit	Calculs	Caractéristiques	Utilisation type
Polarisation émetteur à deux sources		$V_B \approx 0 \text{ V}$ $V_E = V_B - 0,7 \text{ V}$ $V_{RE} = V_{EE} - 0,7 \text{ V}$ $I_E = \frac{V_{RE}}{R_E}$ $V_C = V_{CC} - I_C R_C$ $V_{CE} = V_C - V_E$	Nécessite des alimentations positive et négative β -indépendante	Amplificateurs

7.9 Autres polarisations

Dans ce paragraphe, nous allons voir d'autres méthodes de polarisation. Une étude approfondie n'est pas nécessaire car elles sont rarement utilisées dans les nouvelles réalisations. Cependant, vous devez les connaître au cas où vous en trouveriez dans un schéma.

7.9.1 Polarisation par contre-réaction d'émetteur

Reprenons notre discussion sur la polarisation par la base (figure 7.22a), ce montage est ce qu'il y a de pire pour obtenir un point Q stable. Pourquoi ? Parce que si le courant base est fixé, le courant collecteur varie quand le gain en courant change. Dans un tel circuit, le point Q peut bouger sur la droite de charge selon un changement de transistor ou une évolution de la température.

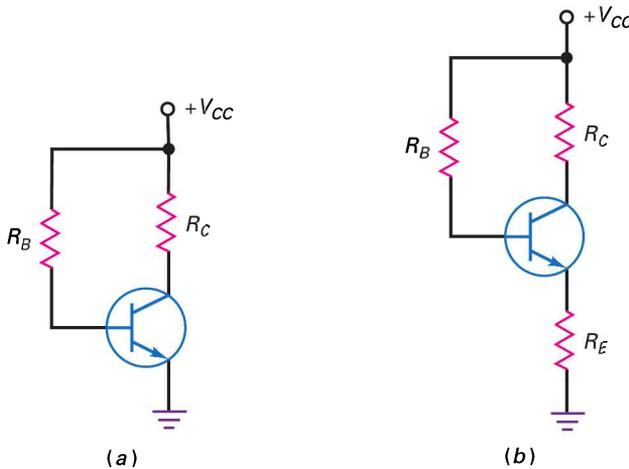


Figure 7.22
 (a) Polarisation par la base ;
 (b) polarisation par rétroaction émetteur.

Historiquement, les premiers essais de stabilisation du point Q ont été faits avec la **polarisation par contre-réaction d'émetteur** (*rétroaction émetteur*) illustrée par la figure 7.22b. Notons qu'une résistance d'émetteur est ajoutée au circuit. L'idée est la suivante : si I_C augmente, V_E augmente en entraînant V_B . Une hausse de la tension V_B signifie une baisse de la tension aux bornes de R_B , donc un courant I_B qui diminue et un courant I_C qui augmente. Cela s'appelle une *réaction* (ou *rétroaction*) car la variation de la tension émetteur est ramenée dans le circuit de la base. C'est aussi une *réaction négative* (*contre-réaction*) car elle s'oppose à la variation du courant collecteur.

La polarisation par contre-réaction d'émetteur ne s'est jamais répandue. La stabilité du point Q est encore trop faible pour la production de masse. Voici les formules de ce type de polarisation :

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + R_B / \beta_{DC}} \quad (7.20)$$

$$V_E = I_E R_E \quad (7.21)$$

$$V_B = V_E + 0,7 \text{ V} \quad (7.22)$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (7.23)$$

Le but de la polarisation par contre-réaction d'émetteur est de **masquer** les variations de β_{DC} ; pour cela, R_E doit être plus grand que R_B / β_{DC} . Si cette condition est satisfaite, la relation (7.20) est insensible aux évolutions de β_{DC} . Cependant, en pratique, un concepteur ne peut mettre R_E suffisamment grande sans bloquer le transistor.

La figure 7.23a illustre un exemple de ce type de polarisation, la figure 7.23b donne la droite de charge et les points Q pour deux gains en courant. On peut voir qu'une variation dans un rapport 3/1 du gain entraîne une forte modification du courant I_C . Le montage n'est pas beaucoup plus performant que la polarisation par la base.

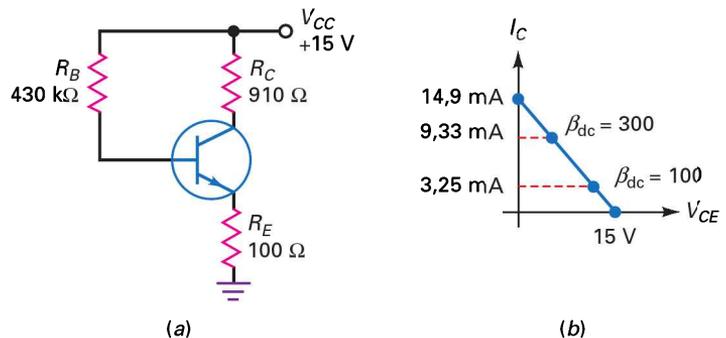


Figure 7.23
(a) Exemple de polarisation par réaction d'émetteur ;
(b) Q est sensible aux variations du gain en courant.

7.9.2 Polarisation par contre-réaction de collecteur

La figure 7.24a montre une **polarisation par contre-réaction de collecteur**, aussi appelée **autopolarisation**. Historiquement, ce fut un autre essai pour stabiliser le point Q . De nouveau, le principe est de ramener une tension sur la base dans le but de neutraliser toute variation du courant collecteur. Supposons que le courant collecteur augmente. Cela diminue la tension collecteur, et par conséquent la tension aux bornes de la résistance de base. Finalement, la diminution du courant base s'oppose à l'augmentation du courant collecteur.

Comme la polarisation par contre-réaction d'émetteur, elle utilise une réaction négative pour diminuer la variation initiale du courant collecteur. Voici les formules de cette polarisation :

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B / \beta_{DC}} \quad (7.24)$$

$$V_B = 0,7 \text{ V} \quad (7.25)$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (7.26)$$

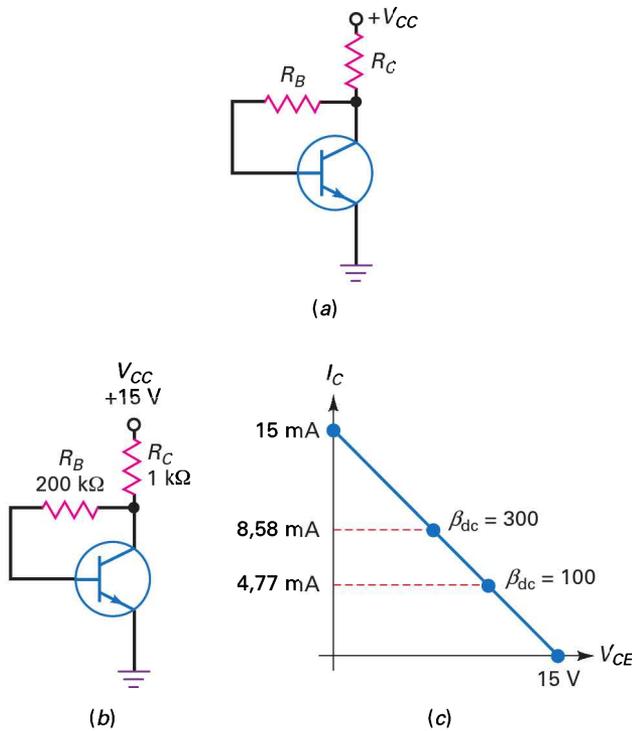


Figure 7.24
 (a) Polarisation par contre-réaction de collecteur ;
 (b) exemple ;
 (c) le point Q est moins sensible aux variations du gain en courant.

Le point Q est positionné au milieu de la droite de charge en utilisant une résistance de base :

$$R_B = \beta_{DC} R_C \quad (7.27)$$

La figure 7.24b montre un exemple de contre-réaction de collecteur. La droite de charge et le point Q pour deux gains en courant différents sont illustrés par la figure 7.24c. Une variation de rapport 3/1 du gain en courant fait apparaître une meilleure stabilité du courant collecteur que celle de la polarisation par contre-réaction d'émetteur (figure 7.23b).

La contre-réaction de collecteur est plus efficace que la contre-réaction d'émetteur pour la stabilisation du point de fonctionnement. Bien que le montage soit encore un peu sujet aux modifications du gain en courant, il est utilisé en pratique pour sa simplicité.

7.9.3 Polarisation par contre-réaction collecteur-émetteur

Les contre-réactions d'émetteur et de collecteur ont été les premières étapes vers une polarisation plus stable des circuits à transistor. Même si le principe d'une réaction négative est admis, ces montages ne sont pas une bonne solution à cause de la faiblesse de la réaction. C'est pourquoi l'étape suivante consiste à polariser selon le montage de la figure 7.25. L'idée consiste à utiliser à la fois les contre-réactions d'émetteur et de collecteur pour améliorer l'opération.

Il apparaît que plus n'est pas toujours mieux. L'addition des deux réactions en un seul montage améliore mais en même temps réduit les qualités nécessaires à la production de masse. Si vous étudiez le circuit, voici les formules :

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_E + R_B / \beta_{DC}} \quad (7.28)$$

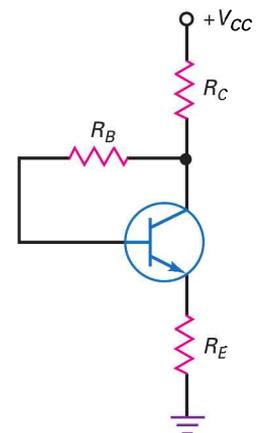


Figure 7.25
 Polarisation par rétroaction collecteur-émetteur.

$$V_E = I_E R_E \quad (7.29)$$

$$V_B = V_E + 0,7 \text{ V} \quad (7.30)$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (7.31)$$

7.10 Dépannage

Considérons le dépannage de la polarisation par diviseur de tension, car c'est la méthode la plus utilisée. La figure 7.26 représente une PDT. L'encart *À retenir 7.4* énumère toutes les tensions du circuit quand il est simulé. Le voltmètre utilisé pour les mesures présente une impédance d'entrée de 10 M Ω .

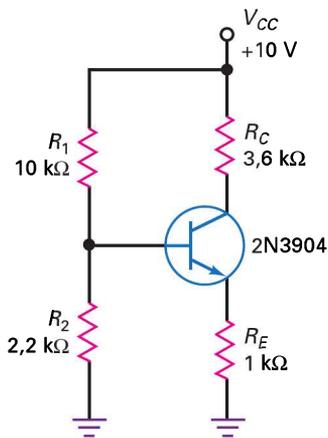


Figure 7.26
Dépannage.

À RETENIR 7.4 – Défauts et symptômes

Défaut	V_B (V)	V_E (V)	V_C (V)	Remarques
Aucun	1,79	1,12	6	Pas de défaut
R_{15}	10	9,17	9,2	Transistor saturé
R_{10}	0	0	10	Transistor bloqué
R_{25}	0	0	10	Transistor bloqué
R_{20}	3,38	2,68	2,73	Cf. polarisation par contre-réaction d'émetteur
R_{E5}	0,71	0	0,06	Transistor saturé
R_{E0}	1,8	1,37	10	Le voltmètre de 10 M diminue V_E
R_{C5}	1,79	1,12	10	Résistance de collecteur court-circuitée
R_{C0}	1,07	0,4	0,43	Courant base important
CES	2,06	2,06	2,06	Toutes les bornes du transistor sont en court-circuit
CEO	1,8	0	10	Toutes les bornes du transistor sont en circuit ouvert
Pas de V_{CC}	0	0	0	Vérifier l'alimentation et les fils de connexion

7.10.1 Symptômes uniques

Souvent, un composant court-circuité ou coupé engendre une tension unique. Par exemple, R_1 court-circuitée est la seule façon d'avoir 10 V sur la base du transistor (figure 7.26). Aucun autre court-circuit ou circuit ouvert ne donne le même résultat. La plupart des lignes de l'encart *À retenir 7.4* ont une suite unique de tensions, leur identification ne nécessite pas de tests supplémentaires.

7.10.2 Symptômes ambigus

Deux défauts dans l'encart *À retenir 7.4* ne donnent pas des tensions uniques : R_{10} et R_{25} . Leurs tensions communes sont 0, 0, 10 V. Avec ces symptômes ambigus, le dépanneur doit déconnecter l'un des composants suspects et utiliser l'ohmmètre

ou un autre appareil pour le vérifier. Par exemple, on pourrait déconnecter R_1 et mesurer sa résistance avec un ohmmètre. Si elle est coupée, le défaut est localisé ; sinon, c'est R_2 qui est en court-circuit.

7.10.3 La charge du voltmètre

Chaque fois que l'on utilise un voltmètre, on introduit une nouvelle résistance, qui donne du courant dans le montage. Si la résistance de ce dernier est grande, la tension mesurée est plus faible que la normale.

Par exemple, si la résistance d'émetteur est coupée (figure 7.26), la tension base est 1,8 V. S'il n'existe aucun courant dans une résistance ouverte, la tension hors mesure entre l'émetteur et la masse est 1,8 V. Lors de la mesure avec le voltmètre, vous introduisez une résistance 10 M Ω entre l'émetteur et la masse. Elle permet à un faible courant de passer et de produire une chute de tension dans la diode émetteur. C'est pour cette raison que $V_E = 1,37$ V au lieu de 1,8 V relevé pour R_{EO} dans l'encart *À retenir* 7.4.

7.11 Transistors *pnp*

Nous avons concentré notre attention jusqu'à présent sur la polarisation de circuits à base de transistors *npn*, bien que nombre de circuits comportent des transistors *pnp*. On utilise principalement des transistors *pnp* lorsque les équipements électroniques disposent d'une source d'alimentation négative. De même, les transistors *pnp* sont également souvent utilisés en complément des transistors *npn* lorsqu'on dispose d'alimentations duales (positive et négative).

La figure 7.27 représente la structure d'un transistor *pnp* à côté de son symbole graphique. Les régions dopées étant de types opposés, nous devons inverser notre raisonnement. Plus précisément, les trous sont les porteurs majoritaires de l'émetteur à la place des électrons. Tout comme pour un transistor *npn*, pour bien polariser un transistor *pnp*, la diode base-émetteur doit être polarisée en direct et la diode base-collecteur en inverse.

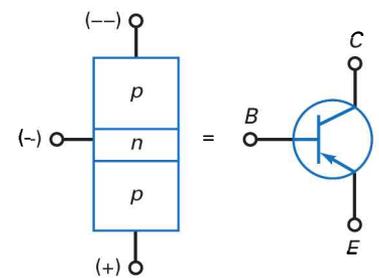


Figure 7.27
Transistor *pnp*.

7.11.1 Concept fondamental

Brièvement, voici ce qui se passe à l'échelle atomique : l'émetteur injecte des trous dans la base et la plupart atteignent le collecteur. Pour cette raison, le courant collecteur est presque égal au courant émetteur.

La figure 7.28 montre les trois courants du transistor ; les flèches pleines donnent le sens conventionnel du courant, celles en pointillé indiquent le déplacement des électrons.

7.11.2 Alimentation négative

La figure 7.29a représente une polarisation par diviseur de tension avec un transistor *pnp* et une alimentation de tension négative -10 V. Le transistor 2N3906 est le complément du 2N3904, cela signifie que ses caractéristiques sont identiques à celles du 2N3904 mais que tous les courants, toutes les tensions et toutes les polarités sont inversés. Les seules différences entre le montage avec un *pnp* et le montage avec un *npn* (figure 7.26) sont les transistors et les alimentations.

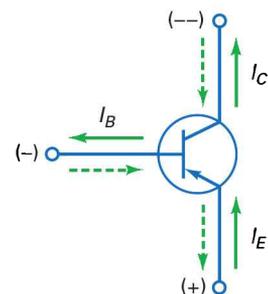
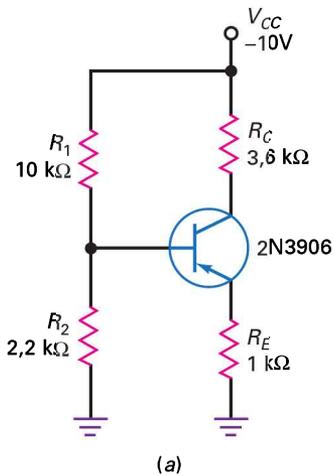
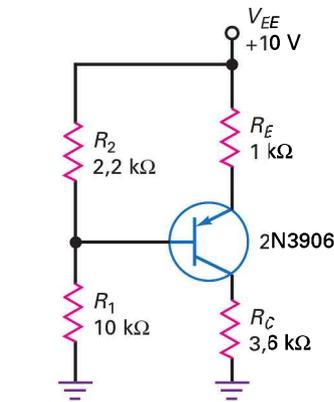


Figure 7.28
Courants dans un transistor *pnp*.



(a)



(b)

Figure 7.29
Montage à *pnp*.
(a) Avec alimentation négative ;
(b) avec alimentation positive.

Le principe est le suivant : chaque fois que l'on a un circuit avec des transistors *npn*, on peut souvent utiliser son correspondant avec une alimentation négative et des transistors *pnp*.

Étant donné qu'on utilise une alimentation négative qui entraîne des valeurs négatives en sortie des circuits, il faut faire attention quand on doit faire des calculs sur les circuits. La façon de déterminer le point *Q* sur la figure 7.29a doit se faire comme suit :

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{2,2 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega} (-10 \text{ V}) = -1,8 \text{ V}$$

Avec un transistor *pnp*, la jonction base-émetteur est polarisée en direct lorsque V_E est supérieure de 0,7 V par rapport à V_B . Par conséquent :

$$V_E = V_B + 0,7 \text{ V}$$

$$V_E = -1,8 \text{ V} + 0,7 \text{ V}$$

$$V_E = -1,1 \text{ V}$$

Déterminons les courants émetteur et collecteur :

$$I_E = V_E / R_E = -1,1 \text{ V} / 1 \text{ k}\Omega = 1,1 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 1,1 \text{ mA}$$

Calculons les valeurs des tensions collecteur et collecteur-émetteur :

$$V_C = -V_{CC} + I_C R_C$$

$$V_C = -10 \text{ V} + (1,1 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = -6,04 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

$$V_{CE} = -6,04 \text{ V} - (-1,1 \text{ V}) = -4,94 \text{ V}$$

7.11.3 Alimentation positive

Dans les montages à transistors, on utilise plus souvent les alimentations positives que les alimentations négatives. Pour cette raison, on voit souvent les transistors *pnp* représentés la tête en bas comme sur la figure 7.29b. Voici comment cela fonctionne : la tension sur R_2 est appliquée sur la diode émetteur en série avec la résistance d'émetteur. Elle fixe le courant émetteur. Le courant collecteur traverse R_C , produisant une tension entre le collecteur et la masse. Pour le dépannage, on peut calculer V_C , V_B et V_E en procédant de la manière suivante :

- 11) Déterminer la tension sur R_2 .
- 12) Enlever 0,7 V pour obtenir la tension sur la résistance d'émetteur.
- 13) Déterminer le courant émetteur.
- 14) Calculer la tension collecteur-masse.
- 15) Calculer la tension base-masse.
- 16) Calculer la tension émetteur-masse.

Multisim

Question 7.11

Calculez les trois tensions sur le transistor *pnp* pour le montage de la figure 7.29b.

Réponse Commencez par la tension sur la résistance R_2 . Pour calculer sa valeur, utilisez la loi du diviseur de tension :

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{EE}$$

Il est possible d'obtenir cette tension d'une autre façon en déterminant le courant à travers le diviseur et en multipliant par R_2 :

$$I = \frac{10 \text{ V}}{12,2 \text{ k}\Omega} = 0,82 \text{ mA}$$

$$V_2 = (0,82 \text{ mA})(2,2 \text{ k}\Omega) = 1,8 \text{ V}$$

Ensuite, enlevez 0,7 V de la tension précédente pour obtenir la tension sur la résistance d'émetteur :

$$1,8 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 1,1 \text{ V}$$

Puis calculez le courant émetteur :

$$I_E = \frac{1,1 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1,1 \text{ mA}$$

Lorsque le courant collecteur traverse la résistance de collecteur, il donne la tension collecteur-masse :

$$V_C = (1,1 \text{ mA})(3,6 \text{ k}\Omega) = 3,96 \text{ V}$$

La tension base-masse est :

$$V_B = 10 \text{ V} - 1,8 \text{ V} = 8,2 \text{ V}$$

La tension émetteur-masse est :

$$V_E = 10 \text{ V} - 1,1 \text{ V} = 8,9 \text{ V}$$

7.11 Avez-vous compris ? Sur les circuits des figures 7.29a et 7.29b, changer l'alimentation de 10 V à 12 V. Calculer à nouveau les valeurs de V_B , V_E , V_C et V_{CE} .

Réviser

Résumé

7.1 Polarisation par l'émetteur

La polarisation par l'émetteur est théoriquement insensible aux changements de gain en courant. La méthode pour analyser ce type de polarisation est de trouver la tension émetteur, le courant émetteur, la tension collecteur et la tension collecteur-émetteur. Tout ce dont on a besoin, c'est la loi d'Ohm.

7.2 Commandes de LED

Un circuit de commande LED polarisé par la base utilise la saturation et le blocage pour contrôler le courant dans la

LED. Polarisé par l'émetteur, il utilise la région active et le blocage pour le même contrôle.

7.3 Dépannage de polarisation par l'émetteur

Pour vérifier un transistor, on peut utiliser un ohmmètre. C'est plus facile lorsque le transistor est déconnecté du montage. Quand il y est encore, on mesure ses tensions qui donnent des indices pour corriger d'éventuels défauts.

7.4 Autres composants optoélectroniques

Grâce à son gain en courant β_{DC} , un phototransistor est beaucoup plus sensible à la lumière qu'une photodiode. Associé à une LED, le phototransistor donne un optocoupleur

plus sensible. L'inconvénient du phototransistor est la lenteur de sa réponse aux variations de l'intensité lumineuse par rapport à la photodiode.

7.5 Polarisation par diviseur de tension

Le plus connu des montages de polarisation émetteur est appelé polarisation par diviseur de tension (PDT). Il se reconnaît par un pont diviseur situé dans le circuit de la base.

7.6 Étude détaillée de la PDT

Fondamentalement, le courant base doit être plus faible que le courant dans le diviseur de tension. Si cette condition est satisfaite, la tension sur la base est constante et égale à la tension du diviseur non chargé. Cela donne un point Q stable dans toutes les conditions de fonctionnement.

7.7 Droite de charge et point Q d'une PDT

La droite de charge se trace de la saturation au blocage. Le point de fonctionnement Q se situe à l'endroit déterminé par la polarisation. Les grandes variations de gain en courant n'ont pratiquement pas d'effet car ce type de polarisation impose un courant émetteur constant.

7.8 Polarisation émetteur à deux sources

Cette réalisation utilise deux sources, l'une positive et l'autre négative. Le but est d'obtenir un courant émetteur constant. C'est une variante de la polarisation émetteur précédente.

7.9 Autres polarisations

Ce paragraphe introduit la notion de réaction négative, un phénomène qui se produit quand une augmentation de la grandeur de sortie provoque une diminution de la grandeur d'entrée. C'est une idée brillante qui mène à la polarisation par diviseur de tension. Les autres types de polarisation ne produisent pas assez de contre-réaction, et ils n'atteignent pas le niveau de performance atteint par le pont diviseur.

7.10 Dépannage des circuits PDT

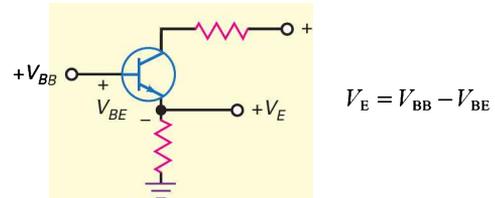
Le dépannage est un art. Par conséquent, il ne se réduit pas en une série de règles. Vous l'apprendrez plus par l'expérience.

7.11 Transistors *pnp*

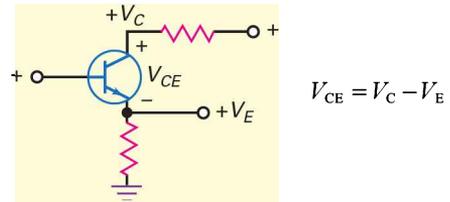
Les composants *pnp* ont tous les courants et tensions inversés par rapport à leur correspondant *nnp*. On peut les utiliser avec des alimentations négatives ; mais, le plus souvent, on les utilise avec des alimentations positives dans un montage « tête en bas ».

Relations

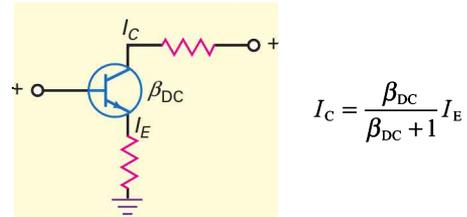
(7.1) Tension émetteur :



(7.2) Tension collecteur-émetteur :

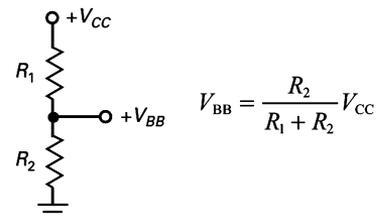


(7.3) Insensibilité de I_C à β_{DC} :

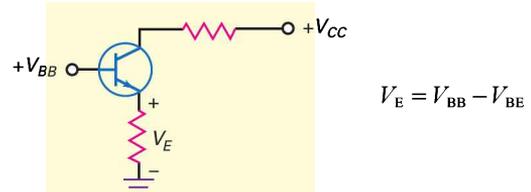


Relations (PDT)

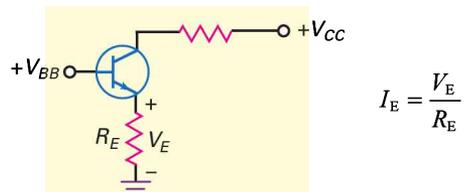
(7.4) Tension base :



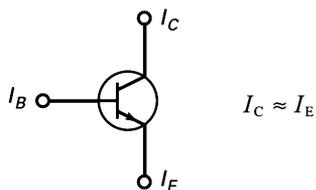
(7.5) Tension émetteur :



(7.6) Courant émetteur :

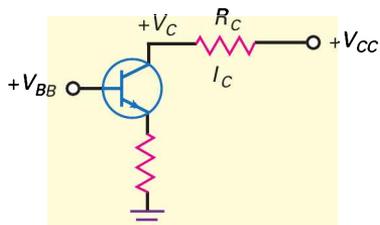


(7.7) Courant collecteur :



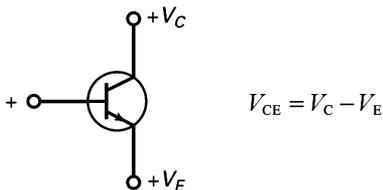
$$I_C \approx I_E$$

(7.8) Tension collecteur :



$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

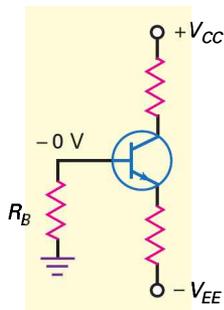
(7.9) Tension collecteur-émetteur :



$$V_{CE} = V_C - V_E$$

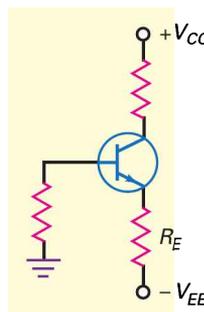
Relations (PEDS)

(7.10) Tension base :



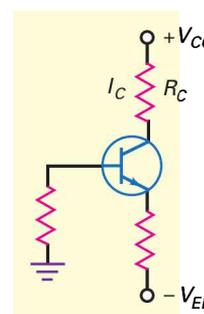
$$V_B \approx 0$$

(7.11) Courant émetteur :



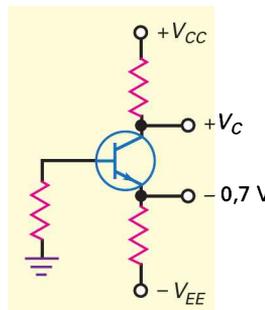
$$I_E = \frac{V_{EE} - 0,7 \text{ V}}{R_E}$$

(7.12) Tension collecteur PEDS :



$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

(7.13) Tension collecteur-émetteur PEDS :



$$V_{CE} = V_C + 0,7 \text{ V}$$

S'entraîner

Auto-évaluation

1. Un montage avec un courant émetteur donné est :

- a) polarisé par la base
- b) polarisé par l'émetteur
- c) polarisé par transistor
- d) polarisé à deux sources

2. La première étape dans l'étude d'un circuit émetteur-base est de trouver :

- a) le courant base
- b) la tension émetteur
- c) le courant émetteur
- d) le courant collecteur

3. Si le gain en courant est inconnu dans un montage polarisé par l'émetteur, on ne peut pas calculer :

- a) la tension émetteur
- b) le courant émetteur
- c) le courant collecteur
- d) le courant base

4. Si la résistance d'émetteur est coupée, la tension collecteur est :
- a) basse c) inchangée
 b) haute d) inconnue
5. Si la résistance de collecteur est coupée, la tension collecteur est :
- a) basse c) inchangée
 b) haute d) inconnue
6. Quand le gain en courant augmente de 50 à 300 dans un montage polarisé par l'émetteur, le courant collecteur :
- a) reste presque le même
 b) diminue d'un facteur 6
 c) augmente d'un facteur 6
 d) est nul
7. Si la résistance d'émetteur augmente, la tension collecteur :
- a) diminue c) augmente
 b) reste la même d) claqué le transistor
8. Si la résistance d'émetteur diminue :
- a) le point Q monte
 b) le courant collecteur diminue
 c) le point Q ne bouge pas
 d) le gain en courant augmente
9. L'avantage majeur d'un phototransistor vs une photodiode c'est :
- a) sa sensibilité aux fréquences élevées
 b) son fonctionnement en alternatif
 c) sa grande sensibilité
 d) sa durabilité
10. Pour une polarisation par l'émetteur, la tension sur la résistance d'émetteur est la même que la tension entre l'émetteur et :
- a) la base c) l'émetteur
 b) le collecteur d) la masse
11. Pour une polarisation par l'émetteur, la tension sur l'émetteur est de 0,7 V inférieure à :
- a) la tension base
 b) la tension émetteur
 c) la tension collecteur
 d) la masse
12. Avec une polarisation par diviseur de tension, la tension base est :
- a) inférieure à la tension de la source de base
 b) égale à la tension de la source de base
 c) plus grande que la tension de la source de base
 d) plus grande que la tension de l'alimentation collecteur
13. La PDT est remarquable pour :
- a) sa tension collecteur instable
 b) son courant émetteur variable
 c) son fort courant base
 d) son point Q stable
14. Avec une PDT, une augmentation de la résistance d'émetteur :
- a) diminue la tension émetteur
 b) diminue la tension collecteur
 c) augmente la tension émetteur
 d) diminue le courant collecteur
15. La PDT a une stabilité du point Q comme la polarisation par :
- a) la base
 b) l'émetteur
 c) la contre-réaction de collecteur
 d) la contre-réaction d'émetteur
16. La PDT nécessite :
- a) seulement trois résistances
 b) seulement une alimentation
 c) des résistances de précision
 d) plus de résistances pour mieux fonctionner
17. La PDT fonctionne normalement dans la région :
- a) active c) de saturation
 b) de blocage d) de claquage
18. La tension collecteur d'une PDT est insensible aux variations :
- a) de la tension d'alimentation
 b) de la résistance d'émetteur
 c) du gain en courant
 d) de la résistance de collecteur
19. Si la résistance d'émetteur d'une PDT diminue, la tension collecteur :
- a) diminue c) augmente
 b) reste la même d) double
20. La polarisation par la base est associée à :
- a) aux amplificateurs
 b) aux circuits de commutation
 c) au point Q stable
 d) au courant émetteur fixé
21. Si la résistance d'émetteur est réduite de moitié dans une PDT, la tension collecteur :
- a) double c) reste la même
 b) chute de moitié d) augmente
22. Si la résistance de collecteur diminue dans une PDT, la tension collecteur :
- a) diminue c) augmente
 b) reste la même d) double
23. Le point Q dans une PDT est :
- a) hypersensible aux variations du gain en courant
 b) un peu sensible aux variations du gain en courant
 c) presque insensible aux variations du gain en courant
 d) fort affecté par les variations de température

24. La tension base dans une *polarisation émetteur à deux sources* (PEDS) est :
- a) 0,7 V c) presque 0
 b) très grande d) 1,3 V
25. Si la résistance d'émetteur d'une PEDS double, le courant collecteur :
- a) diminue de moitié c) double
 b) reste le même d) augmente
26. Si une éclaboussure de soudure court-circuite la résistance de collecteur dans une PEDS, la tension collecteur :
- a) descend à zéro
 b) est égale à la tension source du collecteur
 c) reste la même
 d) double
27. Si la résistance d'émetteur d'une PEDS diminue, la tension collecteur :
- a) diminue
 b) reste la même
 c) augmente
 d) est égale à la tension source du collecteur
28. Si la résistance d'émetteur d'une PEDS est coupée, la tension collecteur :
- a) diminue
 b) reste la même
 c) augmente légèrement
 d) est égale à la tension source du collecteur
29. Dans une PEDS, le courant base doit être très :
- a) petit c) instable
 b) grand d) stable
30. Le point *Q* d'une PEDS ne dépend pas :
- a) de la résistance d'émetteur
 b) de la résistance de collecteur
 c) du gain en courant
 d) de la tension émetteur
31. Les porteurs majoritaires de l'émetteur d'un transistor *pnp* sont :
- a) les trous
 b) les électrons libres
 c) les atomes trivalents
 d) les atomes pentavalents
32. Le gain en courant d'un transistor *pnp* est :
- a) l'opposé du gain en courant d'un *nnp*
 b) le courant collecteur divisé par le courant émetteur
 c) proche de zéro
 d) le rapport du courant collecteur au courant base
33. Quel est le courant le plus important dans un transistor *pnp* ?
- a) Le courant base
 b) Le courant émetteur
 c) Le courant collecteur
 d) Aucun
34. Les courants d'un transistor *pnp* sont :
- a) généralement plus faibles que les courants d'un *nnp*
 b) opposés aux courants du *nnp*
 c) généralement plus forts que les courants d'un *nnp*
 d) négatifs
35. Avec une polarisation d'un *pnp* par diviseur de tension, vous devez utiliser :
- a) des alimentations négatives
 b) des alimentations positives
 c) des résistances
 d) des masses
36. Soit une PEDS dotée d'un transistor *pnp* alimentée par une source de tension négative V_{CC} , la tension émetteur est :
- a) égale à la tension base
 b) de 0,7 V supérieure à la tension base
 c) de 0,7 V inférieure à la tension base
 d) égale à la tension collecteur
37. Dans un circuit de type PDT le courant base est :
- a) plus important que le courant dans le diviseur de tension
 b) égal au courant émetteur
 c) plus faible que le courant dans le diviseur de tension
 d) égal au courant collecteur
38. Dans un circuit de type PDT, la résistance d'entrée de base, R_{IN} , est :
- a) égale à $\beta_{DC} \times R_E$
 b) généralement inférieure à R_{TH}
 c) égale à $\beta_{DC} \times R_C$
 d) indépendante de β_{DC}
39. Dans un circuit de type PEDS la tension de base est approximativement égale à zéro si :
- a) la résistance de base est très élevée
 b) le transistor est saturé
 c) β_{DC} est très faible
 d) $R_B \leq 0,01(\beta_{DC})(R_E)$

Exercices

7.1 Polarisation par l'émetteur

7.1 **III Multisim** D'après la figure 7.30a, quelle est la tension collecteur ? La tension émetteur ?

7.2 **III Multisim** D'après la figure 7.30a, si la résistance d'émetteur est doublée, que vaut la tension collecteur-émetteur ?

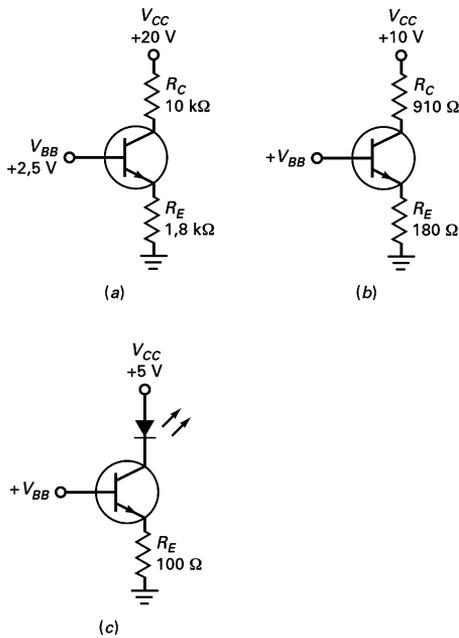


Figure 7.30

- 7.3** **Multisim** D'après la figure 7.30a, si la tension de l'alimentation collecteur est diminuée à 15 V, quelle est la tension collecteur ?
- 7.4** **Multisim** D'après la figure 7.30b, quelle est la tension collecteur si $V_{BB} = 2 \text{ V}$?
- 7.5** **Multisim** D'après la figure 7.30b, si la résistance d'émetteur est doublée, quelle est la tension collecteur-émetteur pour une tension d'alimentation base de 2,3 V ?
- 7.6** **Multisim** D'après la figure 7.30b, si la tension d'alimentation collecteur est portée à 15 V, quelle est la tension collecteur-émetteur pour $V_{BB} = 1,8 \text{ V}$?

7.2 Commandes de LED

- 7.7** **Multisim** D'après la figure 7.30c, si la tension d'alimentation base vaut 2 V, quel est le courant dans la LED ?
- 7.8** **Multisim** D'après la figure 7.30c, si $V_{BB} = 1,8 \text{ V}$, quel est le courant dans la LED ? Quelle est la valeur approchée de la tension collecteur ?

7.3 Dépannage de circuits polarisés par l'émetteur

- 7.9** Un voltmètre donne 10 V au collecteur de la figure 7.31a. Quels sont les défauts qui peuvent occasionner cette valeur ?

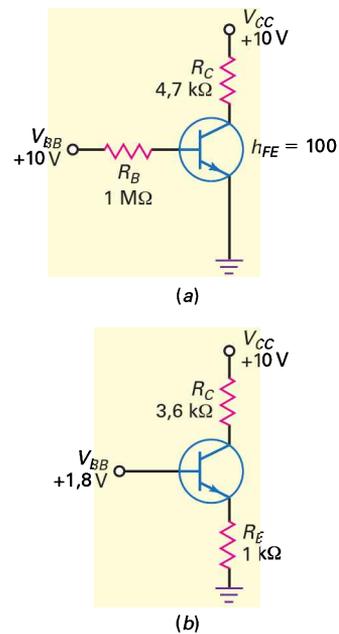


Figure 7.31

- 7.10** D'après la figure 7.31a, si l'émetteur est coupé de la masse, quelle est la tension mesurée par un voltmètre sur la base ? Sur le collecteur ?
- 7.11** Un voltmètre DC indique une très faible tension sur le collecteur de la figure 7.31a. Quels sont les défauts possibles ?
- 7.12** Un voltmètre indique 10 V sur le collecteur de la figure 7.31b. Quels sont les défauts qui peuvent produire cette valeur importante ?
- 7.13** Si la résistance d'émetteur de la figure 7.31b est coupée, quelle est la tension mesurée par un voltmètre sur la base ? Sur le collecteur ?
- 7.14** Un voltmètre continu mesure 1,1 V sur le collecteur de la figure 7.31b. Quels sont les défauts possibles ?

7.4 Polarisation par diviseur de tension

- 7.15** **Multisim** Quelle est la tension émetteur dans la figure 7.32 ? Quelle est la tension collecteur ?
- 7.16** **Multisim** Quelle est la tension émetteur dans la figure 7.33 ? Quelle est la tension collecteur ?
- 7.17** **Multisim** Quelle est la tension émetteur dans la figure 7.34 ? Quelle est la tension collecteur ?
- 7.18** **Multisim** Quelle est la tension émetteur dans la figure 7.35 ? Quelle est la tension collecteur ?
- 7.19** Toutes les résistances de la figure 7.34 ont une tolérance de $\pm 5 \%$. Quelle est la plus faible valeur possible de la tension collecteur ? La plus forte ?

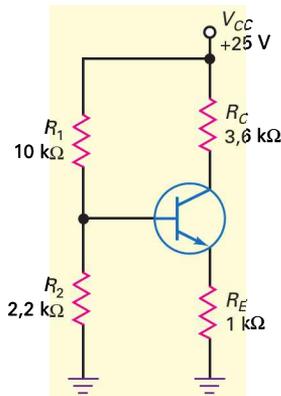


Figure 7.32

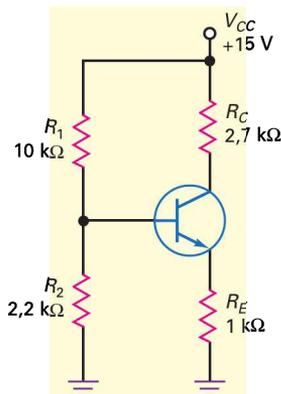


Figure 7.33

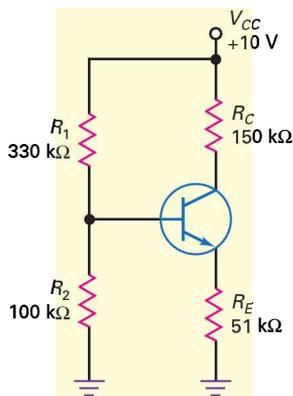


Figure 7.34

7.20 L'alimentation de la figure 7.35 a une tolérance de $\pm 10\%$. Quelle est la plus faible valeur possible de la tension collecteur ? La plus forte ?

7.5 Droite de charge et point Q d'une PDT

7.21 Quel est le point Q pour la figure 7.32 ?

7.22 Quel est le point Q pour la figure 7.33 ?

7.23 Quel est le point Q pour la figure 7.34 ?

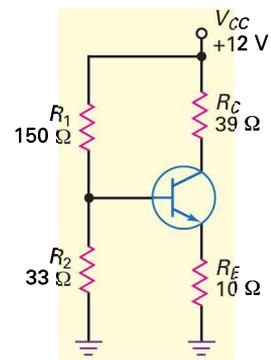


Figure 7.35

7.24 Quel est le point Q pour la figure 7.35 ?

7.25 Toutes les résistances de la figure 7.34 ont une tolérance de $\pm 5\%$. Quelle est la plus faible valeur possible de la tension collecteur ? La plus forte ?

7.26 L'alimentation de la figure 7.35 a une tolérance de $\pm 10\%$. Quelle est la plus faible valeur possible de la tension collecteur ? La plus forte ?

7.6 Polarisation émetteur à deux sources

7.27 Quel est le courant émetteur de la figure 7.36 ? La tension collecteur ?

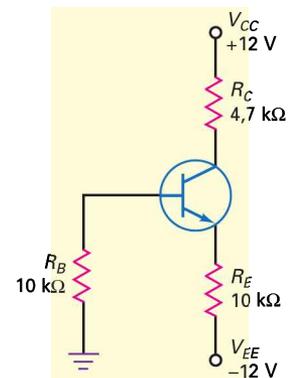


Figure 7.36

7.28 Si toutes les résistances de la figure 7.36 sont doublées, quel est le courant émetteur ? La tension collecteur ?

7.29 Toutes les résistances de la figure 7.36 ont une tolérance de $\pm 5\%$. Quelle est la plus faible valeur possible de la tension collecteur ? La plus forte ?

7.7 Autres polarisations

7.30 Dites si la tension collecteur augmente, diminue ou reste la même dans la figure 7.35 pour les petites variations suivantes :

- a) R_1 augmente
- b) R_2 diminue
- c) R_E augmente
- d) R_C diminue
- e) V_{CC} augmente
- f) β_{DC} diminue

7.31 Dites si la tension collecteur augmente, diminue ou reste la même dans la figure 7.37 pour de petites augmentations des valeurs suivantes :

- | | |
|----------|-----------------|
| a) R_1 | d) R_C |
| b) R_2 | e) V_{CC} |
| c) R_E | f) β_{DC} |

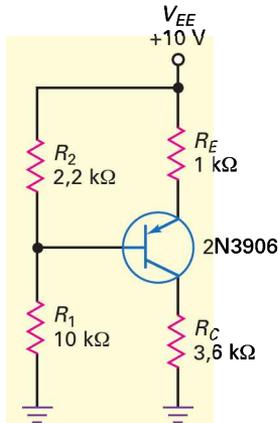


Figure 7.37

7.8 Dépannage des circuits PDT

7.32 D'après la figure 7.35, quelle est la valeur approximative de la tension collecteur pour chacun des défauts suivants :

- | | |
|-----------------|-------------------------------|
| a) R_1 coupée | d) R_C coupée |
| b) R_2 coupée | e) collecteur-émetteur ouvert |
| c) R_E coupée | |

7.33 D'après la figure 7.37, quelle est la valeur approximative de la tension collecteur pour chacun des défauts suivants :

- | | |
|-----------------|-------------------------------|
| a) R_1 coupée | d) R_C coupée |
| b) R_2 coupée | e) collecteur-émetteur ouvert |
| c) R_E coupée | |

7.9 Transistors pnp

7.34 Quelle est la tension collecteur dans le montage de la figure 7.37 ?

7.35 Quelle est la tension collecteur-émetteur dans le montage de la figure 7.37 ?

7.36 Quels sont le courant de saturation et la tension collecteur-émetteur de blocage dans le montage de la figure 7.37 ?

7.37 Quelles sont les tensions émetteur et collecteur dans le montage de la figure 7.38 ?

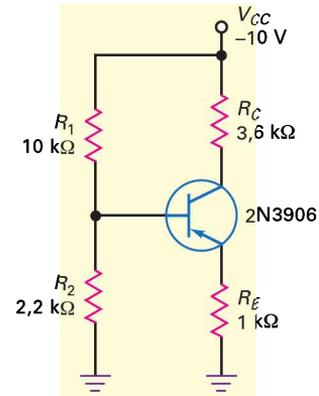


Figure 7.38

Approfondissement

7.38 Quelqu'un a réalisé le montage de la figure 7.35, mais il a modifié le diviseur de tension de la manière suivante : $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$. Il n'arrive pas à comprendre pourquoi la tension base est de seulement 0,77 V au lieu de 2,7 V (tension idéale du diviseur de tension). Pouvez-vous expliquer ce qui se passe ?

7.39 Quelqu'un réalise le circuit de la figure 7.35 avec un transistor 2N3904. Qu'avez-vous à dire ?

7.40 Un étudiant veut mesurer la tension collecteur-émetteur dans le montage de la figure 7.35. Pour cela, il branche un voltmètre entre le collecteur et l'émetteur. Que va-t-il lire ?

7.41 Vous pouvez modifier toutes les valeurs dans le montage de la figure 7.35. Donnez toutes les méthodes que vous trouvez pour détruire le transistor.

7.42 L'alimentation de la figure 7.35 donne du courant dans le montage. Décrivez toutes les méthodes auxquelles vous pensez pour trouver la valeur de ce courant.

7.43 Calculez la tension collecteur de chaque transistor dans le montage de la figure 7.39. (*Remarque* : les condensateurs sont des circuits ouverts en régime statique.)

7.44 Le circuit de la figure 7.40a utilise des diodes au silicium. Quel est le courant émetteur ? Quelle est la tension collecteur ?

7.45 Quelle est la tension de sortie dans la figure 7.40b ?

7.46 Quel est le courant à travers la LED de la figure 7.41a ?

7.47 Quel est le courant à travers la LED de la figure 7.41b ?

7.48 On veut que le diviseur de la figure 7.34 soit à courant constant. Modifiez R_1 et R_2 sans modifier le point Q.

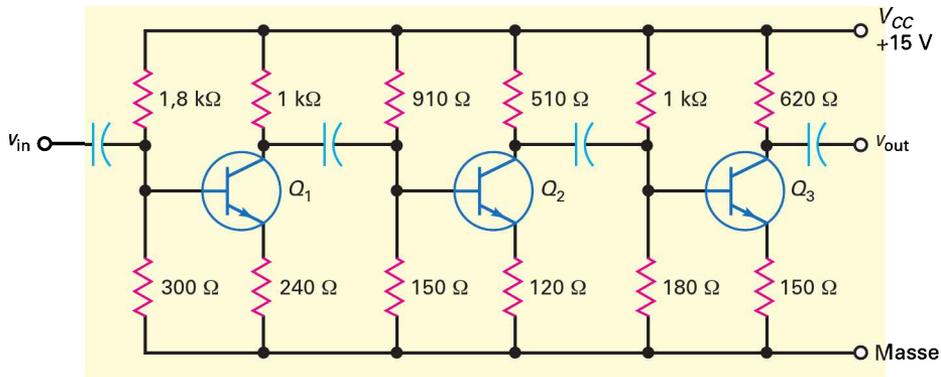
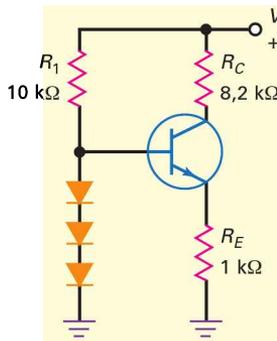
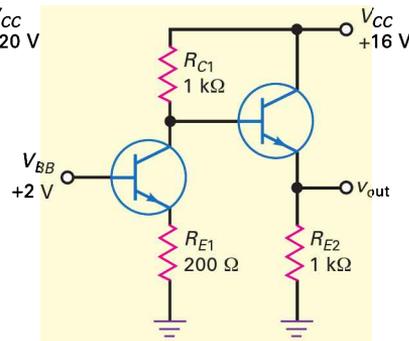


Figure 7.39

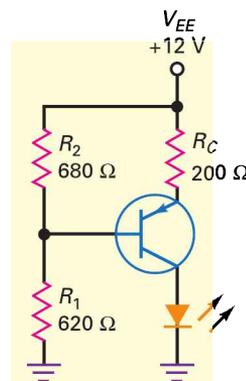


(a)

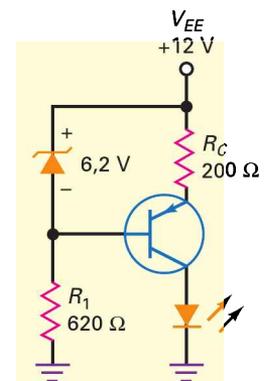


(b)

Figure 7.40



(a)



(b)

Figure 7.41

Grille de dépannage

Utilisez la figure 7.42.

- 7.49 Trouvez d'où provient la panne 1.
- 7.50 Trouvez d'où provient la panne 2.
- 7.51 Trouvez d'où proviennent les pannes 3 et 4.
- 7.52 Trouvez d'où proviennent les pannes 5 et 6.
- 7.53 Trouvez d'où proviennent les pannes 7 et 8.
- 7.54 Trouvez d'où proviennent les pannes 9 et 10.
- 7.55 Trouvez d'où proviennent les pannes 11 et 12.

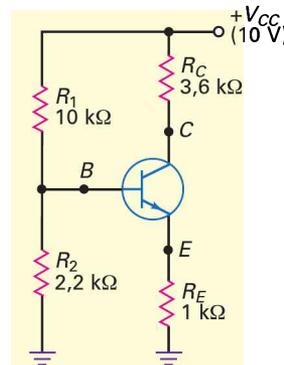


Figure 7.42

Mesures

Défaut	V_B (V)	V_E (V)	V_C (V)	R_2 (Ω)
OK	1,8	1,1	6	OK
T1	10	9,3	9,4	OK
T2	0,7	0	0,1	OK
T3	1,8	1,1	10	OK
T4	2,1	2,1	2,1	OK
T5	0	0	10	OK
T6	3,4	2,7	2,8	
T7	1,83	1,212	10	OK
T8	0	0	10	0
T9	1,1	0,4	0,5	OK
T10	1,1	0,4	10	OK
T11	0	0	0	OK
T12	1,83	0	10	OK

Questions de débogage avec Multisim III Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC07-56** à **MTC07-60** et correspondent au circuit de la figure 7.42.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 7.56** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC07-56**.
- 7.57** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC07-57**.
- 7.58** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC07-58**.
- 7.59** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC07-59**.
- 7.60** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC07-60**.

Questions d'un recruteur

- Dessinez un montage PDT. Ensuite, déterminez toutes les étapes du calcul de la tension collecteur-émetteur. Pourquoi ce circuit présente-t-il un point Q très stable ?
- Dessinez un montage PEDS et dites-moi comment il fonctionne. Qu'arrive-t-il au courant collecteur lors du changement de transistor ou d'une variation de température ?
- Décrivez plusieurs méthodes de polarisation. Que pouvez-vous dire de leur point Q ?
- Quelles sont les deux sortes de polarisation par réaction et pourquoi ont-elles été développées ?
- Quel est le principal type de polarisation employé avec les montages à transistors discrets ?
- Les transistors utilisés en commutation doivent-ils être polarisés dans la zone active ? Sinon, quels sont les deux points importants de la droite de charge dans les montages de commutation ?
- Dans un montage PDT, si le courant base n'est pas petit devant le courant dans le pont diviseur, quel est son défaut ? Que faut-il faire pour le corriger ?
- Quelle est la polarisation du transistor la plus utilisée et pourquoi ?
- Dessinez un montage PDT utilisant un transistor *npn*. Notez le sens des courants dans le pont diviseur, dans l'émetteur et dans le collecteur.
- Qu'est-ce qui pose problème dans un circuit PDT dont R_1 et R_2 sont 100 fois plus grandes que R_E ?

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | |
|--------|--------|--------|--------|--------|
| 1. b) | 3. d) | 5. a) | 7. c) | 9. c) |
| 2. b) | 4. b) | 6. a) | 8. a) | 10. d) |
| 11. a) | 17. a) | 23. c) | 29. a) | 35. c) |
| 12. a) | 18. c) | 24. c) | 30. c) | 36. b) |
| 13. d) | 19. a) | 25. a) | 31. a) | 37. c) |
| 14. b) | 20. b) | 26. b) | 32. d) | 38. a) |
| 15. b) | 21. a) | 27. a) | 33. b) | 39. d) |
| 16. b) | 22. c) | 28. d) | 34. b) | |

Avez-vous compris ?

- 7.1** $V_{CE} = 8,1 \text{ V}$.
- 7.2** $R_B = 680 \Omega$.
- 7.5** $V_B = 2,7 \text{ V}$; $V_E = 2 \text{ mA}$; $V_C = 7,78 \text{ V}$; $V_{CE} = 5,78 \text{ V}$.
- 7.6** $V_{CE} = 5,85 \text{ V}$; résultat très proche de la valeur prévue.
- 7.8** $R_E = 1 \text{ k}\Omega$; $R_C = 4 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 700 \Omega$ (680) ; $R_1 = 3,4 \text{ k}\Omega$ (3,3k).
- 7.9** $V_{CE} = 6,96 \text{ V}$.
- 7.10** $V_{CE} = 7,05 \text{ V}$.
- 7.11** Pour la figure 7.29a : $V_B = 2,16 \text{ V}$; $V_E = -1,46 \text{ V}$; $V_C = -6,73 \text{ V}$; $V_{CE} = -5,27 \text{ V}$.
Pour la figure 7.29b : $V_B = 9,84 \text{ V}$; $V_E = 10,54 \text{ V}$; $V_C = 5,27 \text{ V}$; $V_{CE} = -5,27 \text{ V}$.

Les amplificateurs bipolaires de base

8

Objectifs

- Dessiner un amplificateur à transistor et expliquer comment il fonctionne.
- Décrire l'utilité des condensateurs de liaison et de découplage.
- Donner des exemples de masses et de courts-circuits en alternatif.
- Utiliser le théorème de superposition pour tracer les circuits équivalents en continu et en alternatif.
- Définir le fonctionnement petit signal et son utilité.
- Schématiser un amplificateur PDT et déterminer son schéma dynamique équivalent.
- Présenter les points saillants de l'ampli émetteur commun (EC).
- Montrer comment calculer et comment prévoir le gain en tension d'un ampli EC.
- Expliquer comment fonctionne l'ampli stabilisé et donner trois de ses avantages.
- Tracer le schéma d'un ampli EC à deux étages.
- Présenter deux problèmes relatifs aux condensateurs qui peuvent arriver dans un ampli EC.

Vocabulaire

Amplificateur BC	Contre-réaction	Distorsion	Résistance de collecteur
Amplificateur CC	d'émetteur	Gain en courant AC	en alternatif
Amplificateur EC	en alternatif	Gain en tension	Résistance de
Amplificateur stabilisé	Condensateur	Masse en alternatif	contre-réaction
Amplificateur	de découplage	Modèle Ebers-Molls	Résistance d'émetteur
petit signal	Condensateur	Modèle en T	AC
Circuit équivalent AC	de liaison	Modèle en π	Théorème
Circuit équivalent DC	Court-circuit AC	Stabilisation	de superposition

En quelques mots

Soit un transistor polarisé avec son point de fonctionnement (Q) sensiblement au milieu de la droite de charge. On injecte sur la base une petite tension alternative. Elle engendre une tension alternative sur le collecteur. Celle-ci ressemble à la tension base, mais elle est nettement plus importante. En d'autres termes, le signal alternatif sur le collecteur est une réplique *amplifiée* du signal alternatif de la base.

Ce chapitre montre comment calculer le gain en tension et les tensions AC à partir des valeurs des composants du circuit. C'est fondamental pour le dépannage car vous ferez les mesures des tensions AC pour vérifier si elles sont en accord raisonnable avec les valeurs théoriques. Ce chapitre présente aussi les notions d'impédance d'entrée, d'amplificateurs à plusieurs étages et de contre-réaction.

8.1 Amplificateur polarisé par la base

Dans cette partie, nous allons envisager un amplificateur polarisé par la base. Ce montage est instructif car son principe est le fondement de la conception des amplificateurs complexes.

8.1.1 Le condensateur de liaison

La figure 8.1a représente un générateur de tension alternative (AC) relié à un condensateur et une résistance. L'impédance du condensateur étant inversement proportionnelle à la fréquence du signal, le condensateur bloque la composante continue (DC) et transmet la composante alternative de la tension. Lorsque la fréquence est suffisamment haute, la réactance du condensateur est négligeable devant la résistance. La quasi-totalité du signal de la source se retrouve sur la résistance. Utilisé de cette manière, le condensateur est appelé **condensateur de liaison** car il transmet le signal AC à la résistance. Son rôle est important : il permet d'appliquer le signal AC de la source sur l'amplificateur sans perturber le point de polarisation statique (point Q).

Un condensateur de liaison est efficace si sa réactance capacitive est beaucoup plus petite que la résistance à la *fréquence la plus basse de la source AC*. Par exemple, si la fréquence du générateur varie de 20 Hz à 20 kHz, la difficulté se situe à 20 Hz. On choisira un condensateur dont la réactance à 20 Hz est plus faible que la résistance.

Par définition, à la fréquence la plus basse du signal d'entrée, la liaison est correcte si :

$$X_C < 0,1 R \quad (8.1)$$

La règle est la suivante : *la réactance capacitive doit être au moins 10 fois plus petite que la résistance à la fréquence de fonctionnement la plus faible*.

Lorsque cette règle est satisfaite, le condensateur de la figure 8.1a peut être remplacé par un court-circuit AC (figure 8.1b). Pourquoi ? L'impédance s'exprime par :

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

Au cas le plus défavorable, on obtient :

$$Z = \sqrt{R^2 + (0,1 R)^2} = \sqrt{R^2 + 0,01 R^2} = \sqrt{1,01 R^2} = 1,005 R$$

L'impédance, pour la fréquence la plus faible, vaut R à 0,5 % près ; le courant dans la figure 8.1a est inférieur de 0,5 % au courant dans la figure 8.1b. On peut donc assimiler le condensateur de liaison à un **court-circuit AC** (figure 8.1b).

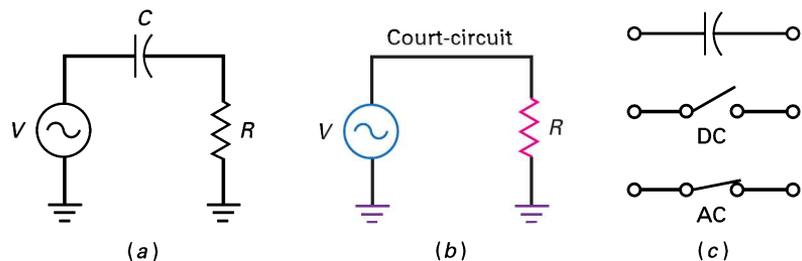


Figure 8.1
 (a) Condensateur de liaison ;
 (b) le condensateur est assimilé à un court-circuit AC ;
 (c) circuit ouvert DC, court-circuit AC.

Pour en terminer avec les condensateurs de liaison : la réactance est infinie en régime continu car la fréquence est nulle. Donc, on utilise deux approximations :

- en continu, le condensateur de liaison est un circuit ouvert ;
- en alternatif, le condensateur de liaison est un court-circuit.

Ces deux remarques importantes sont résumées sur la figure 8.1c. Sauf indications spéciales, les circuits étudiés à partir de maintenant satisferont à la règle du 10/1 et les condensateurs de liaison se comporteront selon la figure 8.1c.

Question 8.1

Reprenons la figure 8.1a. Si $R = 2 \text{ k}\Omega$ et que l'intervalle des fréquences varie de 20 Hz à 20 kHz, donner la valeur de C nécessaire pour avoir un bon condensateur de liaison.

Réponse La règle du 10/1 permet de dire que X_c doit être dix fois plus petit que R à la plus basse fréquence. Et donc,

$$X_c < 0,1 R \text{ à } 20 \text{ Hz}$$

$$X_c < 200 \Omega \text{ à } 20 \text{ Hz}$$

Puisque $X_c = \frac{1}{2\pi f C}$, on obtient par réarrangement :

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{(2\pi)(20 \text{ Hz})(200 \Omega)} = 39,8 \mu\text{F}$$

8.1 Avez-vous compris ? En reprenant la question 8.1, trouver la valeur de C lorsque R vaut 1,6 k Ω et que l'on a une fréquence basse de 1 kHz.

8.1.2 Montage DC

La figure 8.2a illustre une polarisation par la base. Le potentiel sur la base est 0,7 V. La tension d'alimentation 30 V étant nettement supérieure à 0,7 V, le courant base est approximativement égal à 30 V divisé par 1 M Ω :

$$I_B = 30 \mu\text{A}$$

Avec un gain en courant de 100, le courant collecteur vaut :

$$I_C = 3 \text{ mA}$$

La tension collecteur est :

$$V_C = 30 \text{ V} - (3 \text{ mA})(5 \text{ k}\Omega) = 15 \text{ V}$$

Le point Q a pour coordonnées : 3 mA et 15 V.

8.1.3 Montage amplificateur

La figure 8.2b montre où ajouter des composants pour réaliser un ampli. Tout d'abord, on insère un condensateur de liaison entre la source AC et la base. Comme il est équivalent à un circuit ouvert en continu, le courant DC dans la base est identique avec ou sans la présence du générateur AC. De même, un condensateur de liaison est placé entre le collecteur et la résistance de charge 100 k Ω . Puisqu'il est un circuit ouvert en continu, la tension DC sur le collecteur est la même avec ou

sans le condensateur associé à la résistance de charge. Le principe est d'empêcher la source AC et la charge de modifier le point de fonctionnement continu.

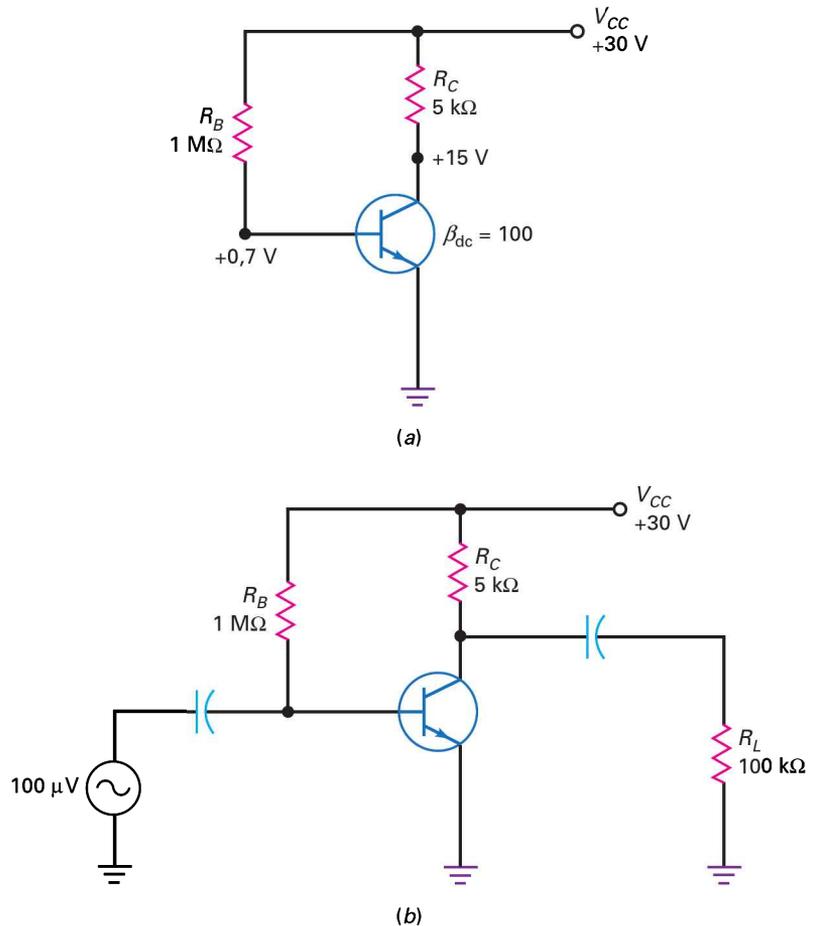


Figure 8.2
(a) Polarisation par la base ;
(b) amplificateur polarisé
par la base.

Sur la figure 8.2b, la tension de la source AC est $100 \mu\text{V}$. Or, le condensateur de liaison est un court-circuit : ce signal AC se retrouve entre la base et la masse. Il engendre un courant AC qui s'additionne au courant base DC. En d'autres termes, le courant base possède une composante continue et une composante alternative.

La figure 8.3a illustre la superposition des deux composantes. Pendant l'alternance positive, la composante AC s'ajoute aux $30 \mu\text{A}$ du courant base DC, elle s'en retranche pendant l'alternance négative.

La variation du courant base se retrouve amplifiée dans le courant collecteur à cause du gain en courant du transistor. Sur la figure 8.3b, le courant collecteur présente une composante DC égale à 3 mA avec en plus une composante AC. En traversant la résistance de collecteur, il engendre une tension variable ; cette dernière, soustraite à la tension de l'alimentation, donne la tension collecteur illustrée par la figure 8.3c.

Encore une fois, une composante AC s'ajoute à une composante DC. La tension collecteur évolue alternativement au-dessus et en dessous de la valeur DC +15 V. De plus, la tension AC sur le collecteur est *déphasée* de 180° par rapport à la tension d'entrée. Pourquoi ? Pendant l'alternance positive du courant base, le courant collecteur augmente, la chute de tension sur la résistance de collecteur augmente. Cela entraîne une diminution de la tension entre le collecteur et la masse.

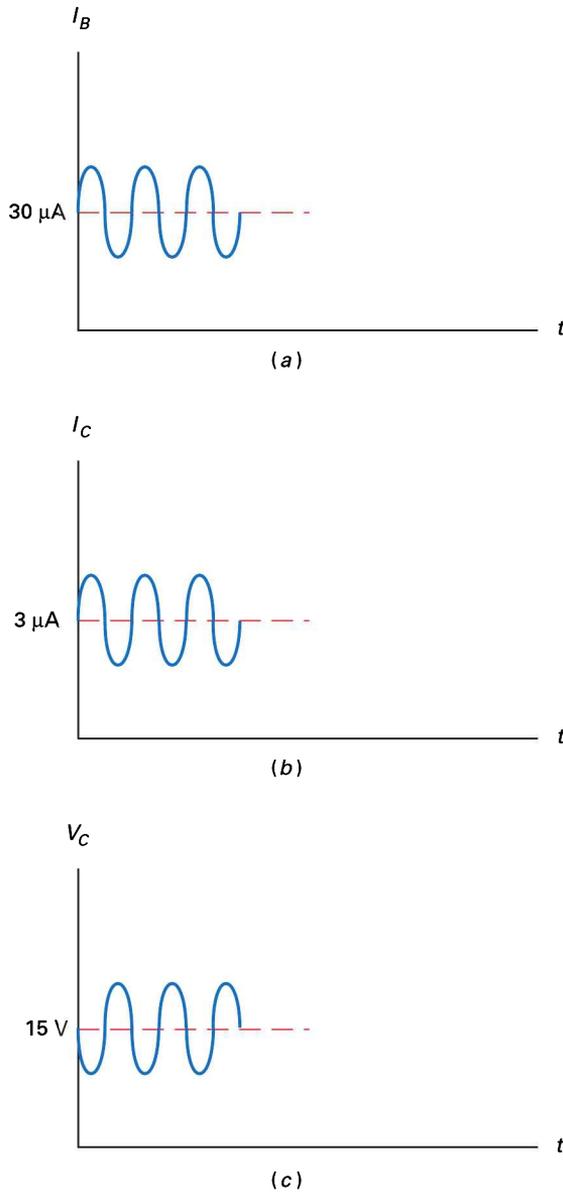


Figure 8.3
Signaux DC et AC.
(a) Courant base ;
(b) courant collecteur ;
(c) tension collecteur.

De la même manière, pendant l'autre alternance, le courant collecteur décroît, il y a moins de chute de tension sur la résistance de collecteur et le potentiel du collecteur croît.

8.1.4 Formes des signaux

La figure 8.4 illustre la forme des signaux dans un ampli polarisé par la base. Le signal AC de la source est une petite tension sinusoïdale. Elle est appliquée sur la base où elle s'ajoute à une tension DC égale à $+0,7 \text{ V}$. La variation sinusoïdale de la tension base produit une variation sinusoïdale du courant base, du courant collecteur et de la tension collecteur. La tension collecteur résultante est une sinusoïde inversée ajoutée à une valeur continue $+15 \text{ V}$.

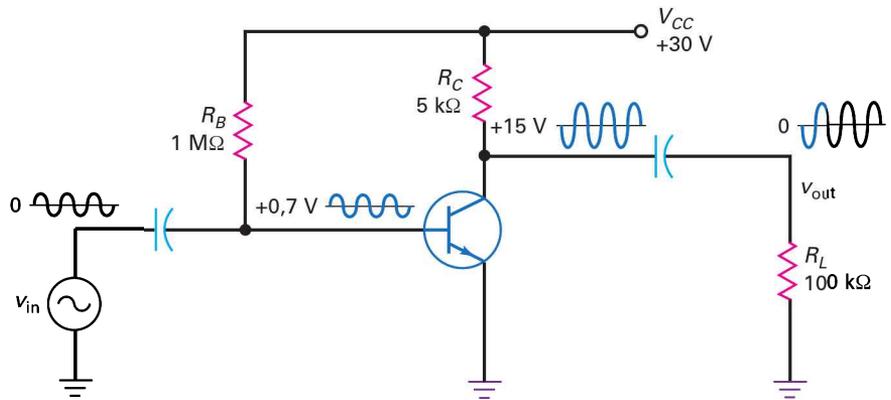


Figure 8.4
Signaux d'un ampli polarisé par la base.

Remarquons le rôle du condensateur de liaison à la sortie. Il est un circuit ouvert pour la composante continue, il isole donc la tension collecteur DC de la charge. Il est un court-circuit pour la composante sinusoïdale, il transmet donc la tension collecteur AC à la résistance de charge. C'est pour cette raison que le signal sur la charge est une tension sinusoïdale à valeur moyenne nulle.

8.1.5 Gain en tension

Le **gain en tension** d'un amplificateur est déterminé par le rapport entre la tension AC de sortie (v_{out}) et la tension AC d'entrée (v_{in}) :

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} \quad (8.2)$$

Par exemple, une tension AC de 50 mV sur la charge pour une tension AC d'entrée de 100 μ V correspond à un gain :

$$A_v = \frac{50 \text{ mV}}{100 \mu\text{V}} = 500$$

La tension AC de sortie est 500 fois plus grande que la tension AC d'entrée.

8.1.6 Calcul de la tension de sortie

En multipliant les deux membres de l'équation (8.2) par v_{in} , on obtient :

$$v_{out} = A_v v_{in} \quad (8.3)$$

C'est utile pour calculer les tensions de sortie pour différentes valeurs de A_v et de v_{in} .

Le symbole triangulaire représenté par la figure 8.5a schématise un amplificateur. Avec un signal d'entrée de 2 mV et un gain en tension égal à 200, la tension de sortie s'évalue par :

$$v_{out} = (200)(2 \text{ mV}) = 400 \text{ mV}$$

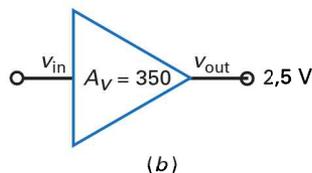
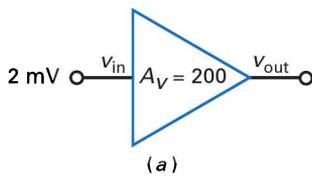


Figure 8.5
(a) Calcul de la tension de sortie ;
(b) calcul de la tension d'entrée.

8.1.7 Calcul de la tension d'entrée

En divisant par le gain les deux membres de l'équation (8.3), on obtient :

$$v_{in} = \frac{v_{out}}{A_v}$$

On peut alors calculer la valeur de la tension d'entrée relative à une tension de sortie et un gain donnés. Par exemple, pour une tension de sortie 2,5 V (figure 8.5b) et un gain en tension égal à 350, la tension d'entrée est :

$$v_{in} = \frac{2,5 \text{ V}}{350} = 7,14 \text{ mV}$$

8.2 Amplificateur polarisé par l'émetteur

L'amplificateur polarisé par la base possède un point de fonctionnement instable. L'amplificateur polarisé par l'émetteur (soit par deux sources, soit par diviseur de tension) avec un point de fonctionnement Q stable est préférable.

8.2.1 Le condensateur de découplage

Le **condensateur de découplage**, comme le condensateur de liaison, bloque le signal continu et court-circuite le signal alternatif. Cependant, il n'est pas utilisé pour transmettre un signal entre deux points, mais pour créer une **masse en alternatif** (masse AC).

Considérons un générateur de tension relié à une résistance et à un condensateur (figure 8.6a). R représente la résistance de Thévenin telle que vue par le condensateur. Pour les fréquences suffisamment élevées, la réactance capacitive est beaucoup plus faible que la résistance. Dans ces conditions, la plus grande partie du signal alternatif de la source est appliquée sur la résistance et le point E se retrouve à la masse.

Utilisé de cette manière, le condensateur est appelé *condensateur de découplage* (condensateur de dérivation) car il met le point E à la masse. C'est un élément important car il permet de créer une masse en alternatif dans un ampli sans modifier le point de fonctionnement continu.

Un fonctionnement correct nécessite que la réactance capacitive soit beaucoup plus petite que la résistance à la *fréquence minimale du générateur*. La définition d'un découplage correct est identique à celle d'une bonne liaison :

$$X_c < 0,1 R \quad (8.5)$$

Quand cette condition est satisfaite, le circuit de la figure 8.6a peut être remplacé par le circuit équivalent de la figure 8.6b.

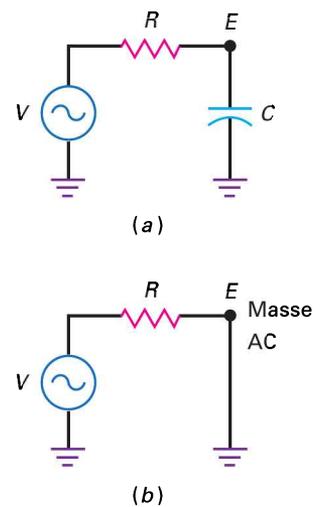


Figure 8.6
(a) Condensateur de découplage ;
(b) E est la masse AC.

Question 8.2

À la figure 8.7, la fréquence de V est de 1 kHz. Quelle est la valeur de C qui permet de mettre le point E à la masse ?

Réponse Trouvons d'abord la résistance de Thévenin telle que vue par le condensateur C .

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = 600 \, \Omega \parallel 1 \, \text{k}\Omega = 375 \, \Omega$$

Il faut que $X_c C$ soit dix fois plus petit que R_{TH} . Donc $X_c < 37,5 \, \Omega$ à 1 kHz. On peut alors calculer C avec :

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{(2\pi)(1 \text{ kHz})(37,5 \, \Omega)} = 4,2 \, \mu\text{F}$$

8.2 Avez-vous compris ? Reprendre cette figure 8.7 et calculer C pour R_1 valant 50 Ω .

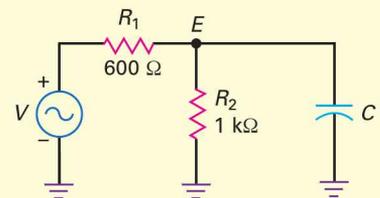


Figure 8.7
(a) Condensateur de découplage ;
(b) E est la masse AC.

Bon à Savoir

Dans la figure 8.8, la tension émetteur est restée fixée à 1,1 V à cause du condensateur shunt d'émetteur. Donc, toute variation de la tension de base apparaît directement à travers la jonction BE du transistor. Par exemple, soit $v_{in} = 10 \text{ mV}_{pp}$. Au pic positif de v_{in} , la tension de base AC est égale à 1,805 V et V_{BE} est égale à $1,805 \text{ V} - 1,1 \text{ V} = 0,705 \text{ V}$. Au pic négatif de v_{in} , la tension de base AC passe à 1,795 V et V_{BE} devient $1,795 \text{ V} - 1,1 \text{ V} = 0,695 \text{ V}$. Les variations AC de V_{BE} (0,705 V à 0,695 V) sont ce qui produit les variations AC de I_c et V_{CE} .

8.2.2 Amplificateur PDT

La figure 8.8 illustre un montage amplificateur polarisé par un diviseur de tension (ampli PDT). Pour évaluer les courants et tensions DC, on remplace mentalement les condensateurs par des circuits ouverts. Le montage se résume alors à celui étudié au chapitre précédent. Les valeurs DC sont :

$$I'_B = 1,8 \text{ V}$$

$$I'_E = 1,1 \text{ V}$$

$$I'_C = 6,04 \text{ V}$$

$$I_C = 1,1 \text{ mA}$$

Comme précédemment, on introduit un condensateur de liaison entre la source et la base et un autre entre le collecteur et la résistance de charge. On utilise aussi un condensateur de découplage entre l'émetteur et la masse. Sans celui-ci, le courant base AC et le gain en tension seraient beaucoup plus faibles.

Sur la figure 8.8, la tension du générateur est $100 \mu\text{V}$. Celui-ci est relié à la base par l'intermédiaire du condensateur de liaison. Toute la tension AC est appliquée sur la jonction émetteur-base du transistor. Le courant base AC qui en résulte produit une tension AC sur le collecteur selon le processus décrit précédemment.

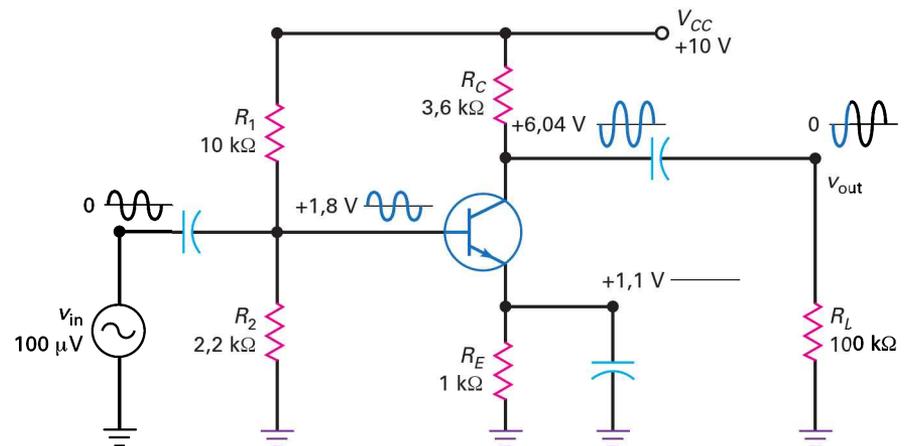


Figure 8.8
Signaux dans un ampli PDT.

8.2.3 Forme des signaux dans l'amplificateur PDT

La forme des signaux est illustrée par la figure 8.8. Le signal de la source est une petite tension sinusoïdale centrée sur zéro. Sur la base, il y a une tension sinusoïdale superposée à une tension continue égale à +1,8 V. Sur le collecteur, se trouvent une tension sinusoïdale amplifiée et inversée ajoutée à une tension continue égale à +6,04 V. La tension sur la charge est la même que celle du collecteur, mais sa valeur moyenne est nulle.

Le signal sur l'émetteur est une tension continue égale à +1,1 V. Il n'y a pas de composante sinusoïdale car elle est court-circuitée par le condensateur de découplage. Ceci est important à noter pour le dépannage ; l'apparition d'une tension sinusoïdale sur l'émetteur signifie que le condensateur de découplage est coupé.

8.2.4 Circuits discrets et circuits intégrés

L'ampli PDT (figure 8.8) est la méthode classique pour réaliser un amplificateur discret à transistor. Le terme discret signifie que tous les composants tels que résistances, capacités et transistors sont insérés séparément et reliés ensemble pour obtenir le circuit final. Le circuit discret diffère du circuit intégré (CI) où tous les composants sont réalisés et connectés simultanément sur le même échantillon de semi-conducteur (*chip*). Dans les chapitres suivants, on étudiera l'ampli op, un amplificateur intégré qui présente des gains en tension supérieurs à 100 000.

8.2.5 Amplificateur PEDS

La figure 8.9 montre un montage amplificateur polarisé par l'émetteur avec deux sources. Le fonctionnement DC a été étudié au chapitre 7 ; il donne les résultats suivants :

$$\begin{aligned}V_B &\approx 0 \text{ V} \\V_E &= -0,7 \text{ V} \\V_C &= 5,32 \text{ V} \\I_C &= 1,3 \text{ mA}\end{aligned}$$

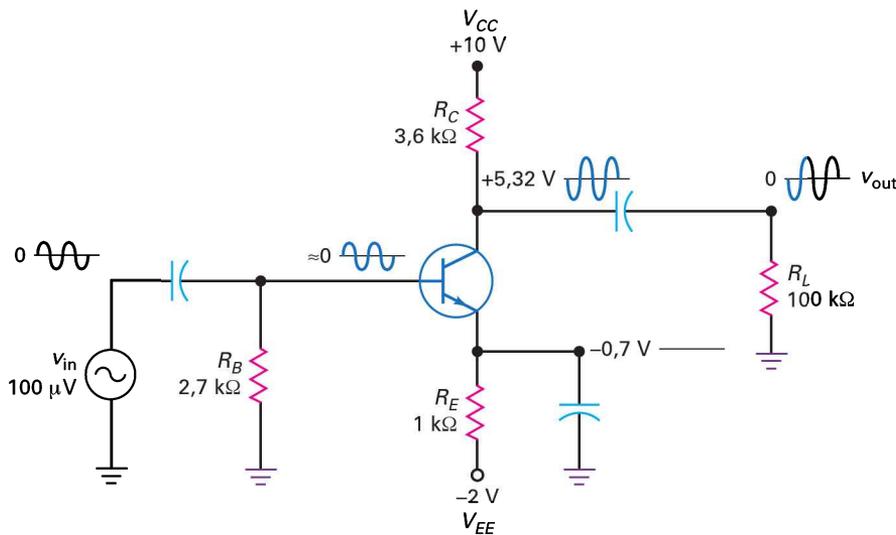


Figure 8.9
Signaux dans un ampli PEDS.

La figure 8.9 montre deux condensateurs de liaison et un condensateur de découplage. Le fonctionnement AC ressemble à celui de l'ampli polarisé par diviseur de tension. On applique un signal sur la base, il est amplifié et détermine la tension collecteur. Ensuite, celle-ci est transmise à la charge.

Examinons les différents signaux : le signal d'entrée est une petite tension sinusoïdale. La tension sur la base présente une petite composante sinusoïdale chevauchant une composante continue quasi nulle. La tension collecteur est une sinusoïde inversée qui s'ajoute à une tension continue +5,32 V. La tension sur la charge est celle du collecteur sans la composante continue.

De nouveau, il faut remarquer la tension exclusivement continue sur l'émetteur, conséquence de la présence du condensateur de découplage. En son absence, une tension sinusoïdale apparaît sur l'émetteur ainsi qu'une forte diminution du gain en

tension. En cas de dépannage d'un ampli avec des condensateurs de découplage, il ne faut pas oublier que toutes les masses en alternatif doivent présenter une tension alternative nulle.

8.3 Fonctionnement petit signal

La caractéristique $I(V)$ de la jonction émetteur-base est représentée sur la figure 8.10. Quand une tension sinusoïdale est appliquée sur la base d'un transistor, il y a apparition d'une tension sinusoïdale sur la jonction émetteur-base, qui se traduit par une variation sinusoïdale de la tension V_{BE} (voir la figure 8.10).

8.3.1 Le point de fonctionnement instantané

Quand la tension croît vers sa valeur crête, le point de fonctionnement instantané part de la position Q vers le point supérieur (figure 8.10). Quand elle décroît, il se dirige vers le point le plus bas.

La tension V_{BE} représentée par la figure 8.10 est une tension sinusoïdale centrée sur une tension continue. L'amplitude de la sinusoïde détermine l'importance de la variation du point de fonctionnement instantané de part et d'autre du point Q .

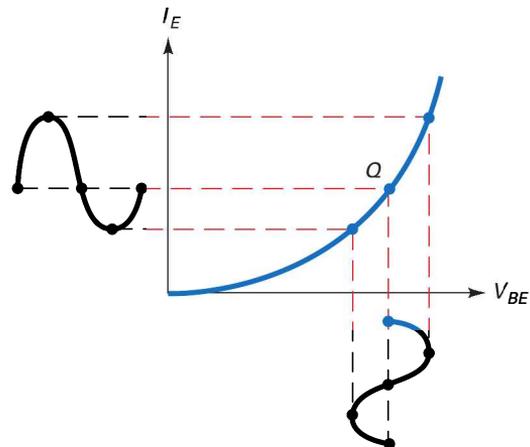


Figure 8.10
Quand le signal est trop grand, il y a distorsion.

Des signaux de grande amplitude sur la base provoquent de grandes variations ; par contre de petits signaux engendrent de petites variations.

8.3.2 La distorsion

La tension sinusoïdale appliquée sur la base produit un courant émetteur sinusoïdal à la même fréquence (figure 8.10). Par exemple, si le générateur d'entrée délivre un signal de fréquence 1 kHz, le courant émetteur sinusoïdal est à 1 kHz. Tension appliquée et courant émetteur présentent aussi à peu près la même forme. Si le signal sur la base est sinusoïdal, le courant alternatif dans l'émetteur est approximativement sinusoïdal.

Cependant, la correspondance n'est pas parfaite à cause de la forme de la caractéristique $I(V)$. Puisque celle-ci est courbée vers le haut, la partie positive de la période du courant émetteur sinusoïdal est allongée, alors que la partie négative est comprimée. Cette élongation-compression de chaque demi-période est appelée **distorsion**. Elle est néfaste dans les amplificateurs haute fidélité car elle modifie la voix et la musique.

8.3.3 Diminuer la distorsion

Une manière de diminuer la distorsion (figure 8.10) est d'appliquer sur la base une tension AC de faible amplitude. La diminution de la valeur crête entraîne une réduction du mouvement du point de fonctionnement instantané. Plus l'amplitude de la variation est faible, plus l'effet de la courbure de la caractéristique est petit. Pour des signaux suffisamment petits, la courbe peut être assimilée à une droite.

Pourquoi est-ce important ? Parce que la distorsion est négligeable pour des signaux de faible amplitude. Dans ce cas, la caractéristique est presque linéaire et la variation du courant émetteur AC est directement proportionnelle à la variation de la tension base AC. En d'autres termes, si la composante alternative de la tension base est une sinusoïde suffisamment petite, la composante alternative du courant émetteur est elle aussi une petite sinusoïde avec une élévation et une compression négligeables à chaque demi-période.

8.3.4 La règle des 10 %

Le courant émetteur représenté par la figure 8.10, comprenant une composante DC et une composante AC, peut s'écrire :

$$I_E = I_{EQ} + i_e$$

I_E : courant émetteur total

I_{EQ} : courant émetteur DC

i_e : courant émetteur AC

Pour minimiser la distorsion, la valeur crête à crête $i_{e(pp)}$ du courant émetteur AC doit être petite devant I_{EQ} . Un fonctionnement est dit petit signal si :

$$i_{e(pp)} < 0,1 I_{EQ} \quad (8.6)$$

Cela signifie que le signal est « petit » quand la valeur crête à crête de la composante AC est inférieure à 10 % de la valeur de la composante DC. Par exemple, pour un courant émetteur DC égal à 10 mA (figure 8.11), le fonctionnement petit signal nécessite une valeur crête à crête du courant émetteur AC inférieure à 1 mA.

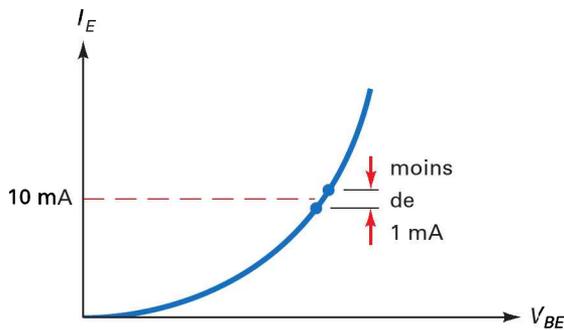


Figure 8.11
Définition d'un fonctionnement petit signal.

Dans ce qui suit, les amplificateurs satisfaisant à la règle des 10 % seront appelés **amplificateurs petits signaux**. Ce type d'amplificateur est utilisé comme étage d'entrée en radio et en télévision car le signal provenant de l'antenne est très faible. Appliqué à l'entrée d'un amplificateur à transistors, il produit de très petites variations du courant émetteur ; la règle des 10 % est satisfaite.

Question 8.3

À partir de la figure 8.9, déterminer le courant émetteur petit signal maximum.

Réponse Il faut d'abord déterminer le point Q du courant émetteur, I_{EQ} .

$$I_{EQ} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} = \frac{2\text{ V} - 0,7\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 1,3\text{ mA}$$

Il suffit ensuite pour avoir le courant émetteur petit signal de résoudre :

$$\begin{aligned} i_{e(pp)} &< 0,1 I_{EQ} \\ i_{e(pp)} &= (0,1)(1,3\text{ mA}) = 130\text{ }\mu\text{A}_{pp} \end{aligned}$$

8.3 Avez-vous compris ? Refaire ce calcul mais en supposant que R_E vaut maintenant $1,5\text{ k}\Omega$.

8.4 Le bêta AC

Jusqu'à maintenant, le gain en courant envisagé est le gain en courant DC défini par :

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} \quad (8.7)$$

Dans cette relation, les courants sont ceux du point Q . D'après la forme de la courbe de I_C en fonction de I_B , le gain en courant dépend de la position du point de fonctionnement Q .

8.4.1 Définition

Le **gain en courant AC** est défini par :

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} \quad (8.8)$$

Il est égal au courant collecteur AC divisé par le courant base AC. Sur la figure 8.12, le signal AC utilise une petite partie de la courbe de part et d'autre du

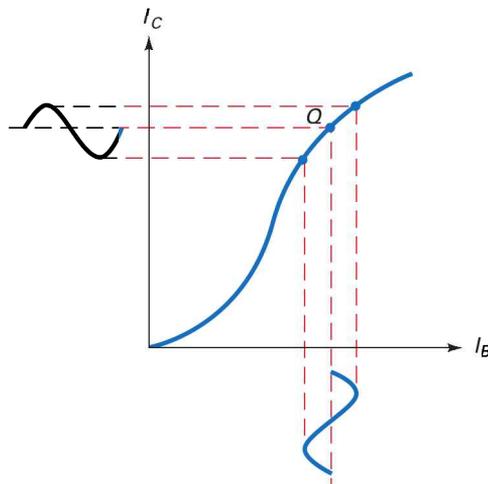


Figure 8.12
Le gain en courant AC est égal au rapport des variations.

point Q . Par conséquent, le gain en courant AC est différent du gain en courant DC qui, lui, utilise la totalité de la courbe.

Graphiquement, β est égal à la pente de la courbe au point Q (figure 8.12). Si le fonctionnement du transistor est amené à un autre point Q , la forme de la courbe et donc β varient. En d'autres termes, la valeur de β est fonction de la valeur DC du courant collecteur.

Sur les fiches techniques, β_{DC} est noté h_{FE} et β est noté h_{fe} . Remarquons que les indices majuscules sont utilisés pour le gain en courant DC, les minuscules pour le gain en courant AC. Les deux gains ont des valeurs proches. Pour cette raison, la valeur de l'un peut être utilisée pour l'autre en première approximation.

8.4.2 Notation

En pratique, pour repérer les grandeurs continues, on utilise les majuscules pour les lettres et les indices. Par exemple, nous avons noté :

- I_E, I_C et I_B pour les courants DC ;
- V_E, V_C et V_B pour les tensions DC ;
- V_{BE}, V_{CE} et V_{CB} pour les différences des tensions DC entre deux bornes.

Pour les grandeurs alternatives, on utilise les minuscules :

- i_e, i_c et i_b pour les courants AC ;
- v_e, v_c et v_b pour les tensions AC ;
- v_{be}, v_{ce} et v_{cb} pour les différences des tensions AC entre deux bornes.

C'est aussi valable pour les résistances : R est une résistance DC, r une résistance AC. Dans le prochain paragraphe, nous allons étudier une résistance AC.

8.5 La résistance AC de la diode émetteur

La figure 8.13 illustre la caractéristique courant tension de la diode émetteur. Quand une petite tension AC est appliquée sur la diode émetteur, elle produit un courant émetteur AC. L'amplitude de ce dernier dépend de la position du point de fonctionnement. Du fait de la courbure, la valeur crête à crête du courant est d'autant plus grande que le point Q est haut sur la courbe.

8.5.1 Définition

Comme nous l'avons vu au paragraphe 8.3, le courant émetteur total possède une composante DC et une composante AC :

$$I_E = I_{EQ} + i_e$$

où I_{EQ} est le courant DC et i_e le courant AC.

De la même manière, la tension base-émetteur de la figure 8.13 présente une composante DC et une composante AC. Elle peut se mettre sous la forme :

$$V_{BE} = V_{BEQ} + v_{be}$$

où V_{BEQ} est la tension base-émetteur DC et v_{be} sa valeur AC.

Sur la figure 8.13, la variation sinusoïdale de V_{BE} engendre une variation sinusoïdale de I_E . La valeur crête à crête de i_e dépend de la position du point Q .

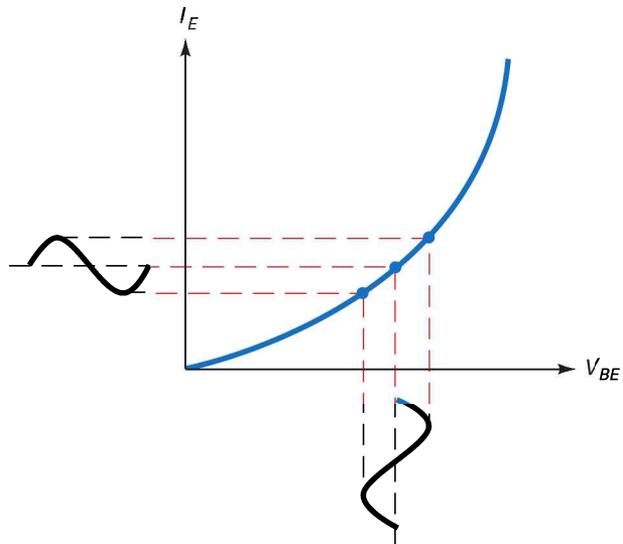


Figure 8.13
Résistance AC de la diode émetteur.

À cause de la forme de la courbe, plus le point Q est haut, plus une valeur donnée de v_{be} donne une valeur i_e importante. En d'autres termes, la résistance AC de l'émetteur décroît quand le courant émetteur DC augmente.

La résistance AC de la diode émetteur est la **résistance d'émetteur AC**. Elle est définie par :

$$r'_e = \frac{v_{be}}{i_e} \quad (8.9)$$

C'est la tension AC appliquée sur l'émetteur divisée par le courant AC qui la traverse. Par convention, le « prime » indique la résistance à l'intérieur du transistor.

Par exemple, la figure 8.14 donne une tension émetteur-base AC égale à 5 mVpp. Au point Q indiqué, le courant AC dans l'émetteur est $100 \mu\text{A}_{pp}$. La résistance AC de l'émetteur vaut :

$$r'_e = \frac{5 \text{ mV}}{100 \mu\text{A}} = 50 \Omega$$

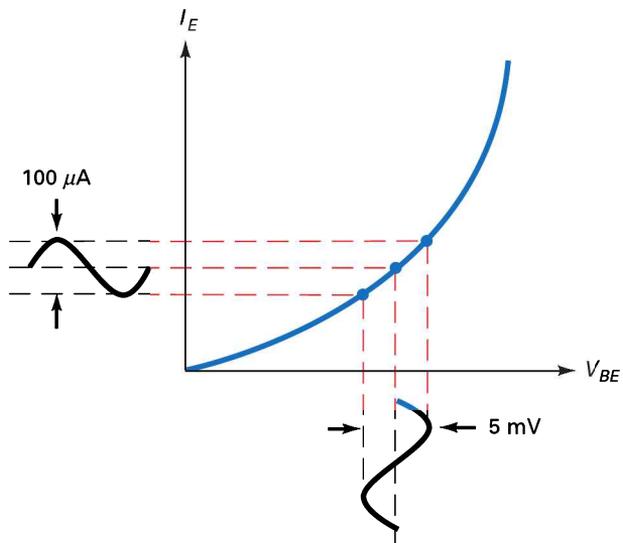


Figure 8.14
Calcul de r'_e .

Supposons, d'après la figure 8.14, qu'un point de fonctionnement Q situé plus haut donne $v_{be} = 5 \text{ mV}_{pp}$ et $i_e = 200 \text{ } \mu\text{A}_{pp}$. La résistance diminue :

$$r'_e = \frac{5 \text{ mV}}{200 \text{ } \mu\text{A}} = 25 \text{ } \Omega$$

La résistance AC de l'émetteur diminue toujours lorsque le courant DC dans l'émetteur augmente car v_{be} est presque toujours constante.

8.5.2 Formule de la résistance AC de l'émetteur

En physique de l'état solide, on démontre l'expression suivante :

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E} \quad (8.10)$$

Cette formule affirme que la résistance AC de l'émetteur est égale à 25 mV divisé par la valeur du courant DC dans l'émetteur.

Elle est remarquable pour sa simplicité et elle s'applique à tous les types de transistors. Elle est largement utilisée en pratique pour donner une première idée de la résistance AC de la diode émetteur. La démonstration suppose un fonctionnement petit signal, à la température ambiante, avec une jonction émetteur-base plane et abrupte. Comme les transistors industriels ont des jonctions non planes et graduelles, il existe quelques écarts à la relation (8.10). En pratique, la grande majorité des transistors commerciaux présentent une résistance AC de l'émetteur comprise entre $25 \text{ mV} / I_E$ et $50 \text{ mV} / I_E$.

L'importance de r'_e se situe dans le calcul du gain en tension ; plus r'_e est faible, plus le gain est important. Au paragraphe 8.9, nous verrons comment utiliser r'_e pour évaluer le gain en tension d'un amplificateur à transistor.

Question 8.4

||| Multisim

Que vaut r'_e dans l'ampli polarisé par la base de la figure 8.15a ?

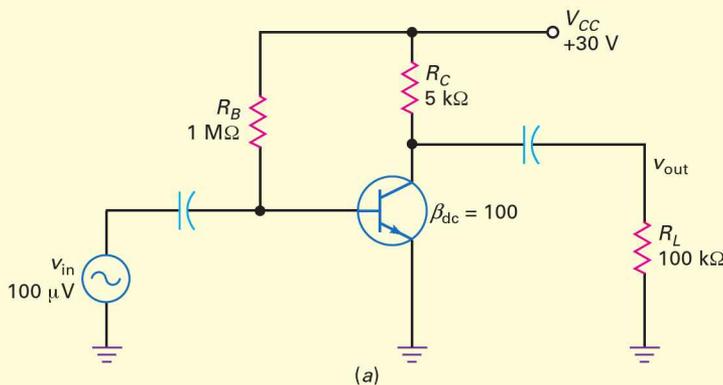


Figure 8.15
(a) Amplificateur polarisé par la base ;

Réponse Précédemment, nous avons calculé pour ce montage un courant émetteur DC d'environ 3 mA. Avec la relation (8.10), la résistance AC de la diode émetteur vaut :

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{3 \text{ mA}} = 8,33 \text{ } \Omega$$

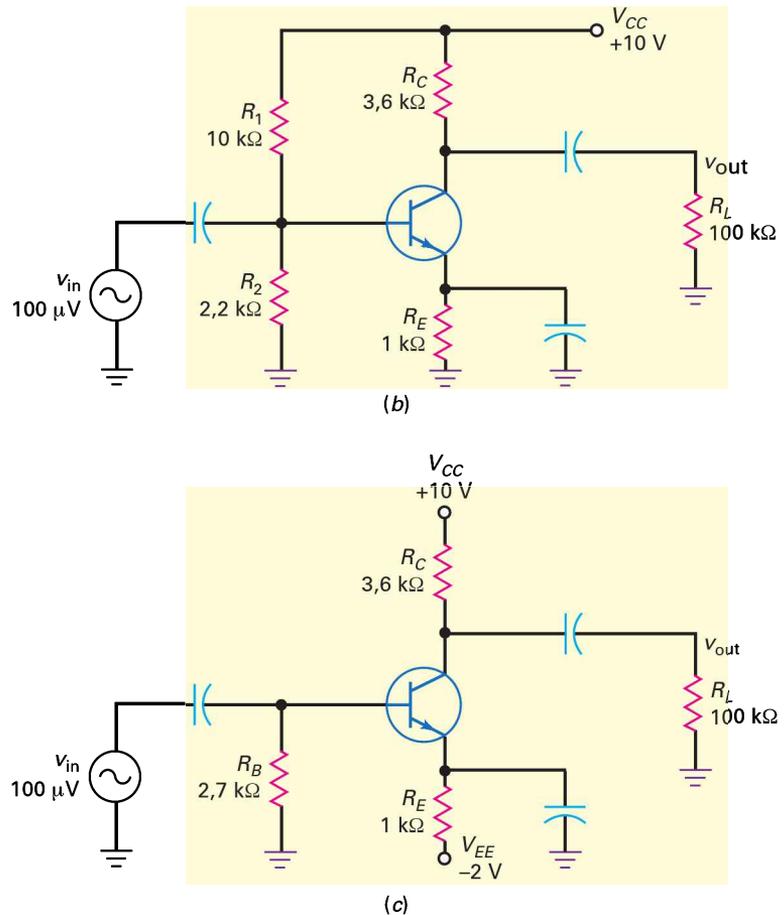


Figure 8.15
(b) ampli PDT ;
(c) ampli PEDS.

III Multisim

Question 8.5

D'après la figure 8.15b, que vaut r'_e ?

Réponse Le calcul précédent de cet ampli PDT a donné un courant émetteur DC égal à 1,1 mA. La résistance AC de l'émetteur est :

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{1,1 \text{ mA}} = 22,7 \Omega$$

III Multisim

Question 8.6

Quelle est la résistance AC de la diode émetteur de l'amplificateur PEDS de la figure 8.15c ?

Réponse Le calcul précédent de cet ampli PEDS a donné un courant émetteur DC égal à 1,3 mA. Maintenant, il est possible d'évaluer la résistance AC de l'émetteur :

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{1,3 \text{ mA}} = 19,2 \Omega$$

8.6 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 8.15c, passer la valeur de V_{EE} à -3 V et calculer r'_e .

8.6 Deux modèles pour le transistor

Pour analyser le fonctionnement d'un ampli à transistor, nous avons besoin d'un schéma électrique équivalent du transistor en régime alternatif. En d'autres termes, il nous faut le modèle du transistor pour simuler son comportement quand il reçoit un signal alternatif.

8.6.1 Le modèle en T

Un des premiers schémas équivalents est celui d'**Ebers-Moll** représenté par la figure 8.16. En régime petit signal AC, la diode émetteur se comporte comme une résistance r'_e et la diode collecteur comme une source de courant i_c . Comme ce schéma ressemble à un T, le circuit équivalent est appelé **modèle en T**.

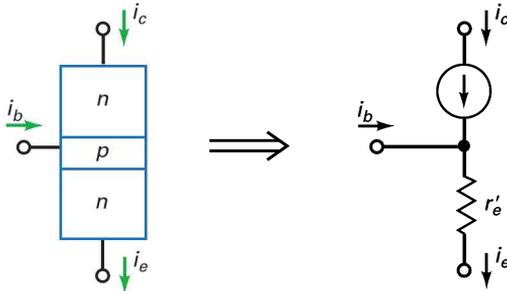


Figure 8.16
Le modèle en T du transistor.

Pour l'étude d'un amplificateur, on remplace chaque transistor par un modèle en T. Ensuite, il est possible de calculer les valeurs de r'_e et des autres grandeurs AC telles que le gain en tension. Les détails seront donnés un peu plus loin dans ce chapitre.

Quand un signal AC commande un ampli à transistor, une tension v_{be} se retrouve sur la diode émetteur (figure 8.17a). Elle crée i_b , un courant base AC. Pour un fonctionnement correct du transistor, la source de tension AC doit fournir ce courant base AC. En d'autres termes, la source AC est chargée par l'impédance d'entrée de la base.

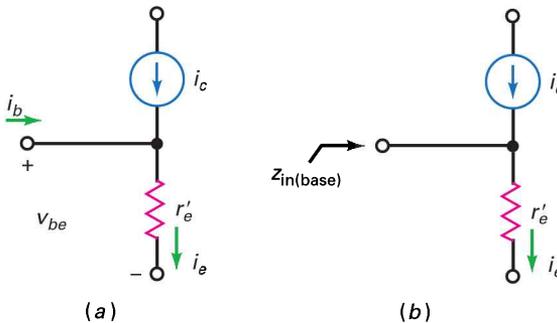


Figure 8.17
Définition de l'impédance d'entrée de la base.

La figure 8.17b illustre cette notion, la source de tension AC voit une impédance d'entrée $z_{in(base)}$. En basses fréquences, cette impédance est purement résistive et elle s'écrit :

$$z_{in(base)} = \frac{v_{be}}{i_b} \quad (8.11)$$

L'application de la loi d'Ohm à la diode émetteur de la figure 8.16a entraîne :

$$v_{be} = i_c r'_e$$

En substituant cette relation dans l'expression de $z_{in(base)}$, on peut écrire :

$$z_{in(base)} = \frac{v_{bc}}{i_b} = \frac{i_c r'_e}{i_b}$$

Or $i_c \approx i_e$, on peut donc simplifier :

$$z_{in(base)} = \beta r'_e \quad (8.12)$$

L'impédance d'entrée de la base est égale au produit du gain en courant AC par la résistance AC de la diode émetteur.

Bon à Savoir

Il y a d'autres circuits (modèles) équivalents transistor en plus de ceux montrés dans les figures 8.16, 8.17 et 8.18. Un circuit équivalent plus précis comprendra une partie appelée *résistance de diffusion de base* r'_b et la *résistance interne* r'_c de la source de courant collecteur. Ce modèle est utilisé quand des réponses exactes sont nécessaires.

8.6.2 Le modèle en π

La figure 8.18a représente le **modèle en π** d'un transistor, c'est une représentation visuelle de la relation (8.12). Le modèle en π est plus simple d'emploi que le modèle en T (figure 8.18b), car la notion d'impédance d'entrée n'est pas évidente quand on observe le modèle en T. Par contre, le modèle en π montre clairement que l'impédance d'entrée $\beta r'_e$ se trouve sur la source de tension AC appliquée sur la base.

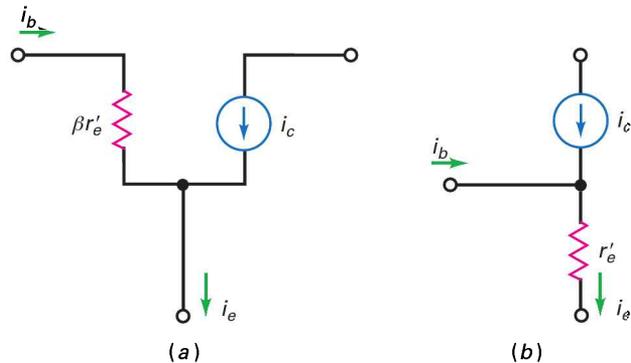


Figure 8.18
Modèle en π d'un transistor.

L'étude d'un amplificateur utilise l'un ou l'autre de ces deux modèles alternatifs du transistor ; la plupart du temps nous utilisons le modèle en π . Avec des circuits tels que les amplis différentiels, le modèle en T donne une meilleure vision du fonctionnement interne. Les deux modèles sont très largement utilisés dans l'industrie.

8.7 Étude d'un amplificateur

L'étude du montage amplificateur est complexe car les sources DC et AC sont présentes simultanément dans le même circuit. Elle doit donc tenir compte à la fois de l'effet des sources continues et alternatives. En utilisant le théorème de superposition, on additionne les effets produits par chaque source individuellement pour obtenir l'effet produit par toutes les sources agissant simultanément.

8.7.1 Circuit équivalent en continu

La façon la plus simple d'aborder un amplificateur est de décomposer l'analyse en deux parties : l'étude du régime continu et l'étude du régime alternatif. Dans la première, on calcule les tensions DC et les courants DC. Pour cela, on

considère les condensateurs ouverts, le circuit obtenu est le **circuit équivalent en continu** (DC).

On peut ainsi calculer comme on veut les courants et tensions du transistor. Pour le dépanneur, des valeurs approchées sont suffisantes, la grandeur fondamentale est le courant émetteur DC ; il détermine la résistance AC de l'émetteur, r_e' , nécessaire à l'étude en régime alternatif.

8.7.2 Source de tension DC en alternatif

La figure 8.19a représente un circuit comprenant des sources AC et DC. Quel est le courant AC dans un tel circuit ? En ce qui concerne le courant AC, la source DC se comporte comme un court-circuit (figure 8.19b). Pourquoi ? Parce qu'une source de tension DC impose une valeur fixe à la tension. N'ayant pas de variations, la source de tension AC est nulle, ce qui revient à un court-circuit AC.

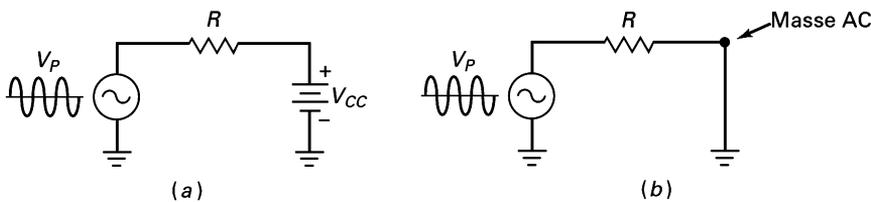


Figure 8.19
Une source DC est un court-circuit AC.

Une autre manière de comprendre cette idée consiste à reprendre le **théorème de superposition** abordé dans les cours d'électronique de base. Pour l'appliquer à la figure 8.19a, on calcule l'effet de chaque source prise séparément pendant que l'autre est annulée. Réduire une source de tension DC à zéro revient à la remplacer par un court-circuit. Donc, pour calculer l'effet de la source AC (figure 8.19a), on court-circuite la source DC.

À partir de maintenant, pour toute étude du fonctionnement en alternatif d'un ampli, on court-circuite toutes les sources DC. Comme on le voit sur la figure 8.19b, chaque source de tension DC se comporte comme une masse AC.

8.7.3 Circuit équivalent en alternatif

Après l'étude du circuit équivalent en continu, l'étape suivante est la détermination du **circuit équivalent en alternatif** (AC). C'est le circuit qui reste après avoir mentalement court-circuité toutes les capacités et les sources de tension DC. Le transistor est alors remplacé, soit par le modèle en π , soit par le modèle en T. Dans le prochain chapitre, nous aborderons les détails mathématiques de l'étude en régime alternatif. Pour la suite, envisageons comment obtenir les trois circuits équivalents des trois montages amplificateurs abordés jusqu'à maintenant : polarisé par la base, polarisé par un diviseur de tension (PDT), polarisé par l'émetteur avec deux sources (PEDS).

8.7.4 Amplificateur polarisé par la base

La figure 8.20a représente un ampli polarisé par la base. Après avoir mentalement ouvert tous les condensateurs et étudié le circuit équivalent en continu, vous êtes prêts pour l'étude en régime alternatif. Pour obtenir le circuit équivalent en alternatif, nous court-circuitons toutes les capacités et toutes les sources de tensions DC. Donc, le point étiqueté $+V_{CC}$ est une masse AC.

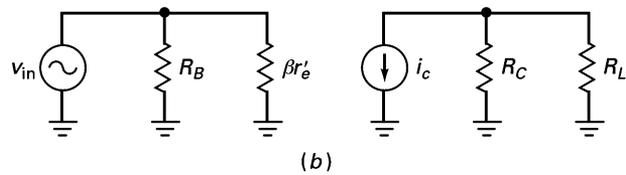
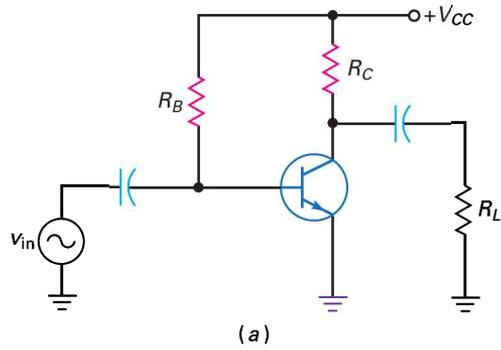


Figure 8.20
 (a) Ampli polarisé par la base ;
 (b) circuit équivalent AC.

La figure 8.20*b* montre le schéma équivalent en alternatif. Le transistor a été remplacé par son modèle en π . Dans le circuit de la base, la tension AC d'entrée est appliquée sur R_B en parallèle avec $\beta r'_e$. Dans le circuit collecteur, la source de courant AC injecte le courant i_c dans R_C en parallèle avec R_L .

8.7.5 Amplificateur PDT

La figure 8.21*a* illustre un ampli PDT et la figure 8.21*b* son circuit équivalent en alternatif. Tous les condensateurs ont été court-circuités ; la source de tension $+V_{CC}$ est devenue une masse AC, et le transistor est remplacé par son modèle en π . Dans le circuit de la base, la tension AC d'entrée se retrouve sur la résistance R_1 en parallèle avec la résistance R_2 en parallèle avec $\beta r'_e$. Dans le circuit du collecteur, la source de courant AC injecte le courant i_c dans la résistance R_C en parallèle avec la résistance R_L .

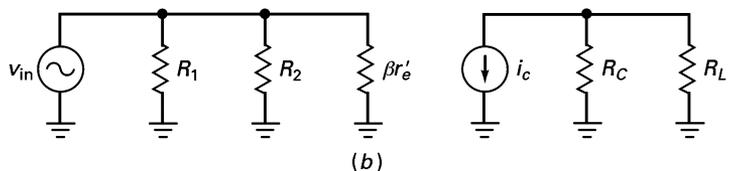
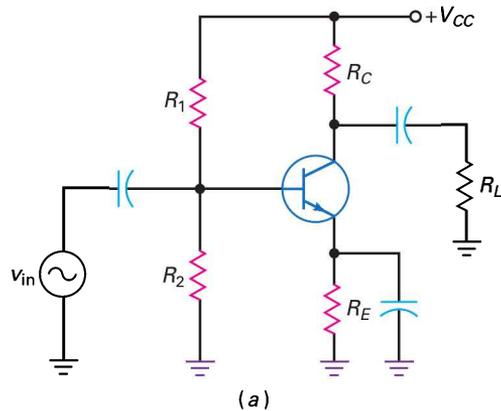


Figure 8.21
 (a) Ampli PDT ;
 (b) circuit équivalent AC.

8.7.6 Amplificateur PEDS

Notre dernier exemple est l'ampli polarisé par l'émetteur avec deux sources (figure 8.22a). Après l'étude du circuit équivalent en continu, nous dessinons le schéma équivalent en alternatif de la figure 8.22b. Une fois de plus, tous les condensateurs sont court-circuités, les sources de tensions DC assimilées à des masses AC, et le transistor remplacé par son modèle en π . Dans le circuit de la base, la tension AC d'entrée est appliquée sur la résistance R_B en parallèle avec $\beta r'_e$. Dans le circuit du collecteur, le générateur de courant injecte le courant i_c dans la résistance R_C en parallèle avec la résistance R_L .

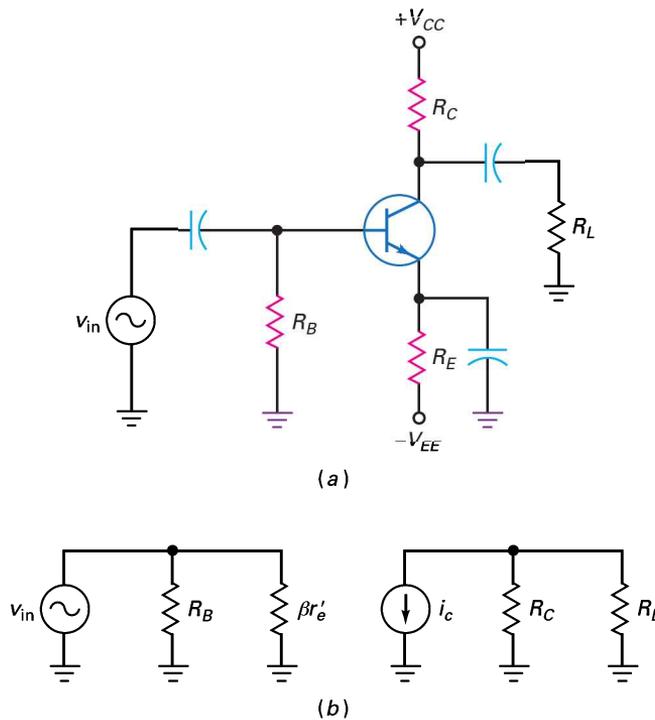


Figure 8.22
(a) Ampli PEDS ;
(b) circuit équivalent AC.

8.7.7 Amplificateurs EC

Les trois amplificateurs des figures 8.20, 8.21 et 8.22 sont des exemples d'**amplificateur émetteur commun (EC)**. On les reconnaît immédiatement car l'émetteur est une masse AC. Dans un ampli EC, le signal AC d'entrée est appliqué sur la base, le signal amplifié apparaît sur le collecteur. L'émetteur à la masse est commun aux signaux AC d'entrée et de sortie.

Les deux autres montages amplificateur fondamentaux sont le montage **base commune (BC)** et le montage **collecteur commun (CC)**. La base de l'ampli BC et le collecteur de l'ampli CC sont à la masse AC. Ils sont très utiles pour de nombreuses applications, mais moins usuels que l'ampli EC. Un peu plus loin, nous étudierons les amplis BC et CC.

8.7.8 Concepts fondamentaux

Cette méthode d'analyse s'applique à tous les amplis. On commence par le circuit équivalent en continu ; après le calcul des tensions et des courants DC, on étudie le circuit équivalent en alternatif.

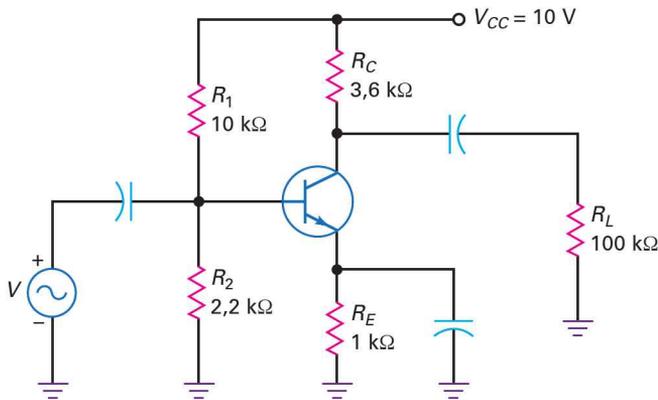
Pour déterminer le circuit équivalent en alternatif, il faut :

- 1) court-circuiter tous les condensateurs de découplage ;
- 2) représenter toutes les sources de tension DC comme des masses AC ;
- 3) remplacer le transistor par son modèle en π ou en T ;
- 4) dessiner le schéma équivalent en alternatif du circuit.

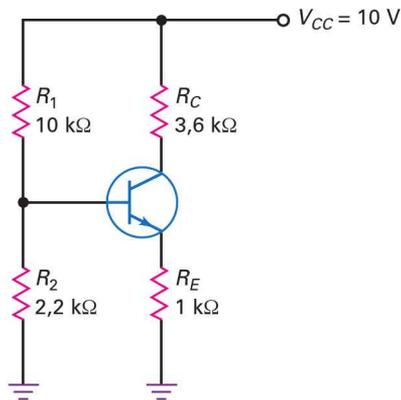
L'utilisation de la superposition pour analyser un circuit PDT est illustrée par l'encart *À retenir 8.1*.

À RETENIR 8.1 – Équivalents PDT, DC et AC

Circuit d'origine

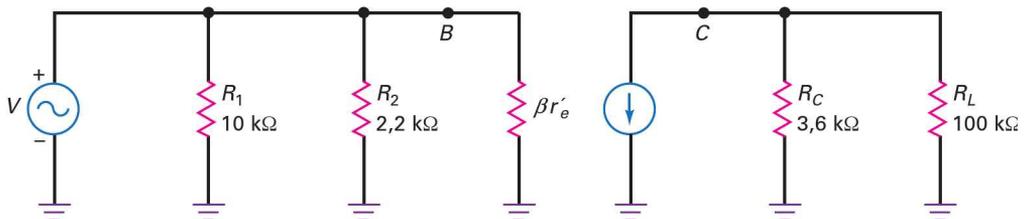


Circuit DC



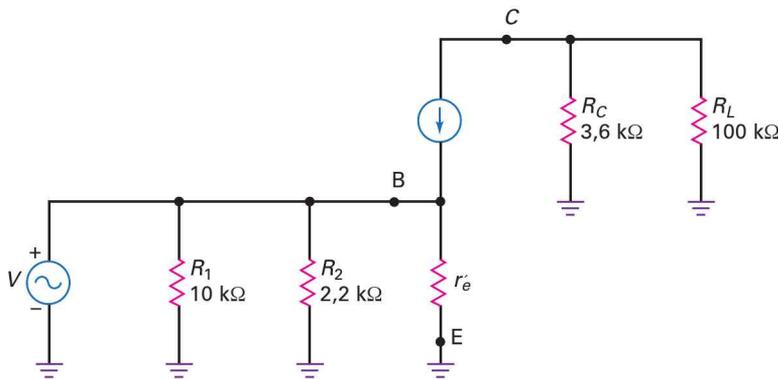
- Ouvrir tous les condensateurs de liaison et de découplage
- Redessiner le circuit
- Trouver le point Q du circuit DC : équations
 $V_B = 1,8 \text{ V}$
 $V_E = 1,1 \text{ V}$
 $I_E = 1,1 \text{ mA}$
 $V_{CE} = 4,94 \text{ V}$

Modèle en π AC



À RETENIR 8.1 – Équivalents PDT, DC et AC (suite)

Modèle
en T AC



- Court-circuiter tous les condensateurs de liaison et de découplage
- Visualiser les tensions DC comme des masses AC
- Remplacer le transistor par son modèle en π ou en T
- Donner le circuit AC équivalent
- $r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_{EQ}} = 22,7 \Omega$

8.8 Lecture d'une fiche technique

Reprenons la fiche technique du transistor 2N3904 (figure 8.23) ; les grandeurs AC apparaissent dans un paragraphe intitulé « caractéristiques petit signal » (*Small-Signal Characteristics*). Nous y trouvons de nouveaux paramètres appelés h_{fe} , h_{ie} , h_{re} et h_{oe} ; ce sont les paramètres h .

8.8.1 Les paramètres h

Juste après l'invention du transistor, on a utilisé une modélisation connue sous le nom de paramètres h pour l'étude et la conception des circuits à transistors. C'est une approche mathématique qui représente le transistor vu de l'extérieur sans tenir compte des phénomènes physiques de l'intérieur.

Nous allons utiliser une méthode plus pratique, elle s'appelle la modélisation par les paramètres r' , elle utilise des grandeurs telles que β et r'_e . Dans ce cas, nous utilisons la loi d'Ohm et d'autres relations fondamentales pour analyser et concevoir les circuits. Cette méthode convient mieux à la plupart des utilisateurs.

Cela ne signifie pas que les paramètres h soient inutiles. Ils existent encore sur les fiches techniques car ils sont plus faciles à mesurer que les paramètres r' . Ne cherchez pas sur une fiche technique β , r'_e et les autres r' , vous ne les trouverez pas. Par contre, vous allez trouver h_{fe} , h_{ie} , h_{re} et h_{oe} . Ces quatre paramètres h donnent des informations utiles quand ils sont transformés en paramètres r' .

8.8.2 Relations entre les paramètres r' et h

Par exemple, h_{fe} , donné dans la partie « caractéristiques petit signal » (*Small-Signal Characteristics*) de la fiche technique, est identique au gain en courant AC :

$$\beta = h_{fe}$$

La fiche donne pour h_{fe} une valeur minimale de 100 et maximale de 400. Par conséquent, β peut valoir de 100 à 400. Ces valeurs existent pour un courant collecteur égal à 1 mA et une tension collecteur-émetteur 10 V.

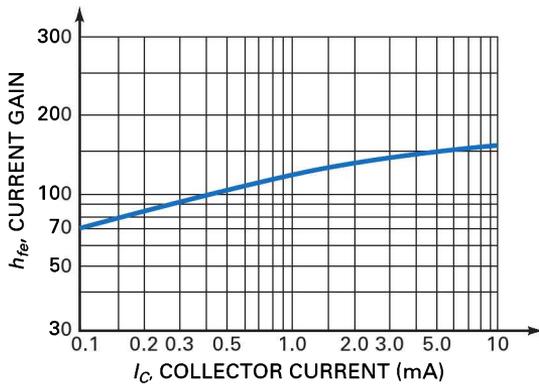
h_{ie} , un autre paramètre h , est équivalent à l'impédance d'entrée. Les valeurs minimale et maximale fournies sont 1 k Ω et 10 k Ω .

2N3903, 2N3904

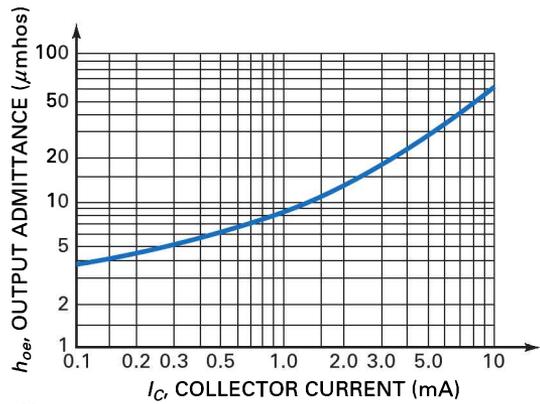
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)					
Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current-Gain-Bandwidth Product ($I_C = 10\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 20\text{ Vdc}$, $f = 100\text{ MHz}$)	2N3903 2N3904	f_T	250 300	– –	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 0.5\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{obo}	–	4.0	pF
Input Capacitance ($V_{EB} = 0.5\text{ Vdc}$, $I_C = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{ibo}	–	8.0	pF
Input Impedance ($I_C = 1.0\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	h_{ie}	1.0 1.0	8.0 10	k Ω
Voltage Feedback Ratio ($I_C = 1.0\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	h_{re}	0.1 0.5	5.0 8.0	$\times 10^{-4}$
Small-Signal Current Gain ($I_C = 1.0\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	h_{fe}	50 100	200 400	–
Output Admittance ($I_C = 1.0\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)		h_{oe}	1.0	40	μmhos
Noise Figure ($I_C = 100\ \mu\text{A}$, $V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}$, $R_S = 1.0\text{ k}\Omega$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	NF	– –	6.0 5.0	dB

H PARAMETERS

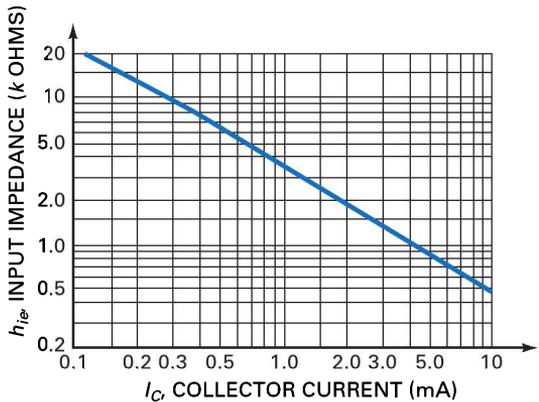
$V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$



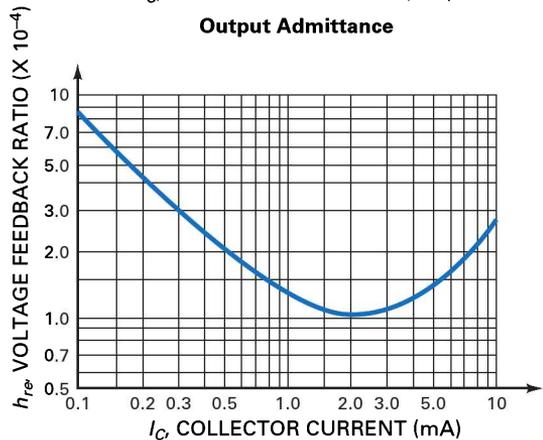
Current Gain



Output Admittance



Input Impedance



Voltage Feedback Ratio

Figure 8.23 Extraits de la fiche technique du 2N3904
(Copyright Sedimenconductor components Industries, LLC).

La grandeur h_{ie} est reliée au paramètre r' par la relation :

$$r'_c = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \quad (8.13)$$

Par exemple, les valeurs maximales de h_{ie} et h_{fe} sont 10 k Ω et 400. Donc :

$$r'_c = \frac{10 \text{ k}\Omega}{400} = 25 \Omega$$

Les deux derniers paramètres, h_{re} et h_{oe} , sont inutiles pour le dépannage et les études de base.

8.8.3 Autres grandeurs

Les autres grandeurs que l'on trouve dans la rubrique « caractéristiques petit signal » (*Small-Signal Characteristics*) sont f_T , C_{ib} , C_{ob} et NF. f_T donne des informations sur les limitations aux hautes fréquences du transistor 2N3904. C_{ib} et C_{ob} sont respectivement les capacités d'entrée et de sortie du composant. La grandeur finale NF est le facteur de bruit ; il indique la quantité de bruit produite par le transistor 2N3904.

La fiche technique du transistor 2N3904 contient un grand nombre de graphiques valant la peine d'être vus. Par exemple, le graphique intitulé *current gain* représente le *gain en courant*. On voit que h_{fe} croît de 70 à 160 quand le courant collecteur passe de 0,1 mA à 10 mA. Remarquez que h_{fe} vaut environ 125 pour un courant collecteur de 1 mA. Ce graphique concerne un transistor 2N3904 typique à la température ambiante. Si on se rappelle que la valeur minimale de h_{fe} est 100 et la valeur maximale 400, on se doute qu'il peut y avoir de grandes variations dans la production de masse. Il faut aussi se rappeler que h_{fe} évolue en fonction de la température.

Jetons un coup d'œil au graphique intitulé *Input Impedance*. Nous remarquons que l'impédance d'entrée h_{ie} décroît d'approximativement 20 k Ω à 500 Ω quand le courant collecteur passe de 0,1 mA à 10 mA. La relation (8.13) nous indique comment calculer r'_c : il faut diviser h_{ie} par h_{fe} .

Essayons. Sur les deux graphiques, la lecture de la valeur des deux grandeurs à un courant collecteur de 1 mA donne approximativement : $h_{ie} = 125$ et $h_{fe} = 3,6 \text{ k}\Omega$. Nous obtenons :

$$r'_c = \frac{3,6 \text{ k}\Omega}{125} = 28,8 \Omega$$

La valeur théorique est :

$$r'_c = \frac{25 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 25 \Omega$$

8.9 Gain en tension

La figure 8.24a représente un amplificateur polarisé par un diviseur de tension (PDT). Le **gain en tension** est le rapport entre la tension AC de sortie et la tension AC d'entrée. À partir de cette définition, nous allons trouver d'autres expressions utiles du gain en tension.

8.9.1 Démonstration à partir du modèle en π

La figure 8.24b donne le schéma alternatif du montage avec le modèle en π du transistor. Le courant base AC traverse l'impédance d'entrée de la base ($\beta r'_c$). La loi d'Ohm donne :

$$v_{in} = i_b \beta r'_c$$

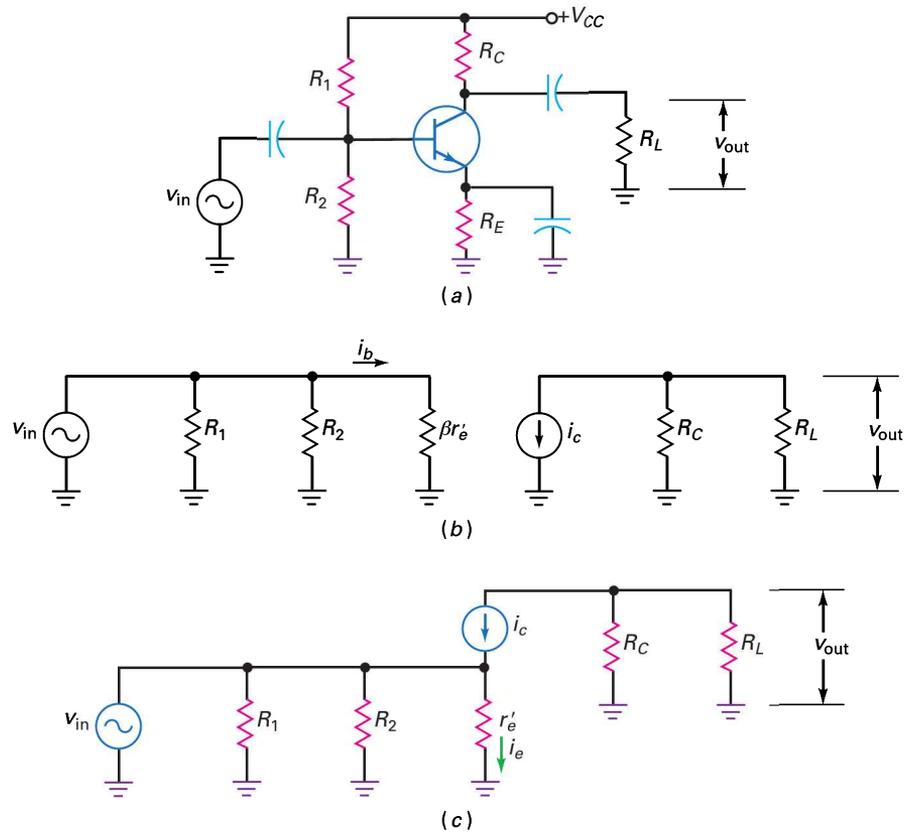


Figure 8.24
 (a) Ampli EC ;
 (b) circuit équivalent AC,
 modèle en π ;
 (c) circuit équivalent AC,
 modèle en T.

Dans la maille collecteur, la source de courant injecte le courant i_c dans R_C et R_L en parallèle. Donc la tension AC de sortie vaut :

$$v_{out} = i_c (R_C \parallel R_L) = \beta i_b (R_C \parallel R_L)$$

Maintenant, divisons v_{out} par v_{in} pour obtenir :

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\beta i_b (R_C \parallel R_L)}{i_b \beta r'_e}$$

qui se simplifie :

$$A_v = \frac{(R_C \parallel R_L)}{r'_e} \quad (8.14)$$

8.9.2 Résistance de collecteur en alternatif

Sur la figure 8.24b, la charge totale en alternatif vue par le collecteur comprend R_C en parallèle avec R_L . Cette résistance totale est appelée **résistance de collecteur en alternatif**, elle est notée r_c .

Avec la définition :

$$r_c = R_C \parallel R_L \quad (8.15)$$

la relation (10.1) devient :

$$A_v = \frac{r_c}{r'_e} \quad (8.16)$$

Le gain en tension est égal à la résistance de collecteur en alternatif divisée par la résistance en alternatif de la diode émetteur.

8.9.3 Démonstration à partir du modèle en T

L'autre modèle mène aux mêmes résultats. Plus tard, nous utiliserons ce modèle en T pour étudier les amplificateurs différentiels. Pour l'entraînement, démontrons les formules du gain en tension à partir de ce modèle.

La figure 8.24c est le schéma équivalent obtenu à partir du modèle en T du transistor. La tension d'entrée v_{in} est appliquée sur r_e' . La loi d'Ohm donne :

$$v_{in} = i_c r_e'$$

Dans la branche collecteur, la source de courant injecte le courant i_c dans la résistance r_c . Donc la tension de sortie vaut :

$$v_{out} = i_c r_c$$

Ensuite, on divise v_{out} par v_{in} pour obtenir :

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_c r_c}{i_c r_e'}$$

Puisque $i_c \approx i_e$, la relation se simplifie :

$$A_v = \frac{r_c}{r_e'}$$

C'est la même formule que celle obtenue avec le modèle en π . Elle convient à tous les amplis EC parce que tous possèdent une résistance de collecteur en alternatif r_c et une diode émetteur ayant une résistance en alternatif r_e' .

Bon à Savoir

Le gain de courant A_i , d'un amplificateur à émetteur commun est égal au rapport du courant de sortie i_{out} sur le courant d'entrée i_{in} . Cependant, le courant de sortie n'est pas i_c comme vous pourriez le croire. Le courant de sortie i_{out} est le courant qui traverse la charge R_L . L'équation donnant A_i se calcule de la manière suivante :

$$A_i = \frac{V_{out}/R_L}{V_{in}/Z_{in}}$$

$$\text{ou } A_i = V_{out}/V_{in} \times Z_{in}/R_L.$$

Comme $A_v = V_{out}/V_{in}$, A_i peut donc s'écrire $A_i = A_v \times Z_{in}/R_L$.

Question 8.7



Quel est le gain en tension de la figure 8.25a ? Quelle est la tension de sortie sur la résistance de charge ?

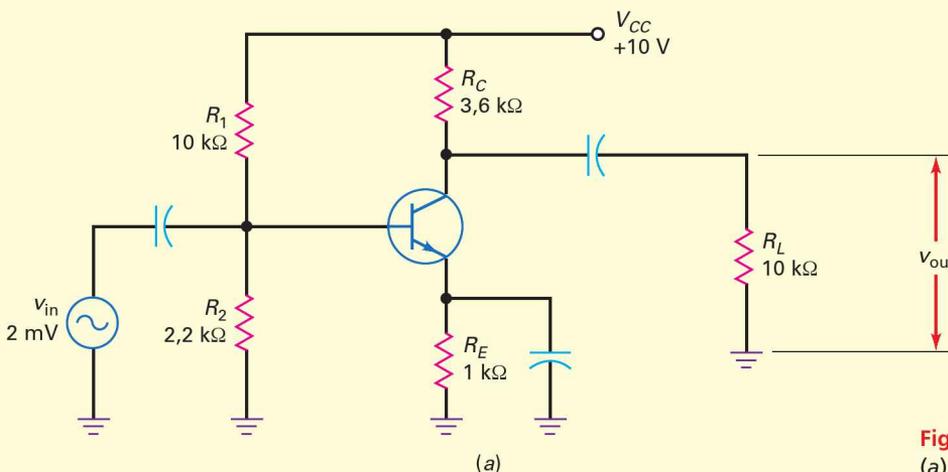


Figure 8.25
(a) Exemple d'ampli PDT ;

Réponse La résistance de collecteur en alternatif vaut :

$$r_c = R_C \parallel R_L = (3,6 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega) = 2,65 \text{ k}\Omega$$

Dans la réponse à la question 8.2, nous avons obtenu une résistance r'_e égale à $22,7 \Omega$. Par conséquent, le gain en tension est :

$$A_v = \frac{r_c}{r'_e} = \frac{2,65 \text{ k}\Omega}{22,7 \Omega} = 117$$

La tension de sortie est :

$$v_{\text{out}} = A v_{\text{in}} = (117)(2 \text{ mV}) = 234 \text{ mV}$$

8.7 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 8.25a, changer R_L en $6,8 \text{ k}\Omega$ et trouver A_v .

Question 8.8

Quel est le gain en tension de la figure 8.25b ? Quelle est la tension de sortie sur la résistance de charge ?

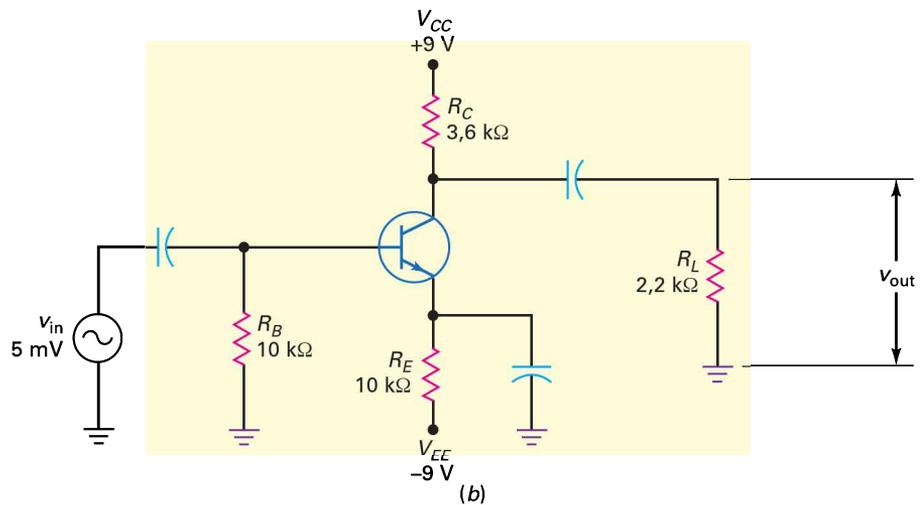


Figure 8.25
(b) exemple d'ampli PEDS.

Réponse La résistance de collecteur en alternatif vaut :

$$r_c = R_C \parallel R_L = (3,6 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega) = 1,37 \text{ k}\Omega$$

Le courant émetteur continu est environ :

$$I_E = \frac{9 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 0,83 \text{ mA}$$

La résistance en alternatif de la diode émetteur est :

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{0,83 \text{ mA}} = 30 \Omega$$

Le gain en tension devient :

$$A_v = \frac{r_c}{r'_e} = \frac{1,37 \text{ k}\Omega}{30 \Omega} = 45,7$$

La tension de sortie est :

$$v_{\text{out}} = A v_{\text{in}} = (45,7)(5 \text{ mV}) = 228 \text{ mV}$$

8.8 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 8.25b, faire passer la résistance R_E de $10 \text{ k}\Omega$ à $8,2 \text{ k}\Omega$ et calculer la nouvelle valeur de v_{out} .

8.10 Influence de l'impédance d'entrée

Jusqu'à maintenant, nous avons utilisé une source de tension alternative idéale, avec une résistance interne nulle. Dans ce paragraphe, nous allons voir comment l'impédance d'entrée de l'amplificateur peut charger la source et de ce fait réduire la tension alternative apparaissant sur la diode émetteur.

8.10.1 L'impédance d'entrée

Sur la figure 8.26a, le générateur de tension alternative v_g présente une résistance interne R_G (les indices g et G veulent dire « générateur », synonyme de *source*). Quand le générateur n'est pas à sortie constante, une partie de la tension v_g est absorbée par sa résistance interne. Il en découle une tension entre la base et la masse inférieure à la tension du générateur.

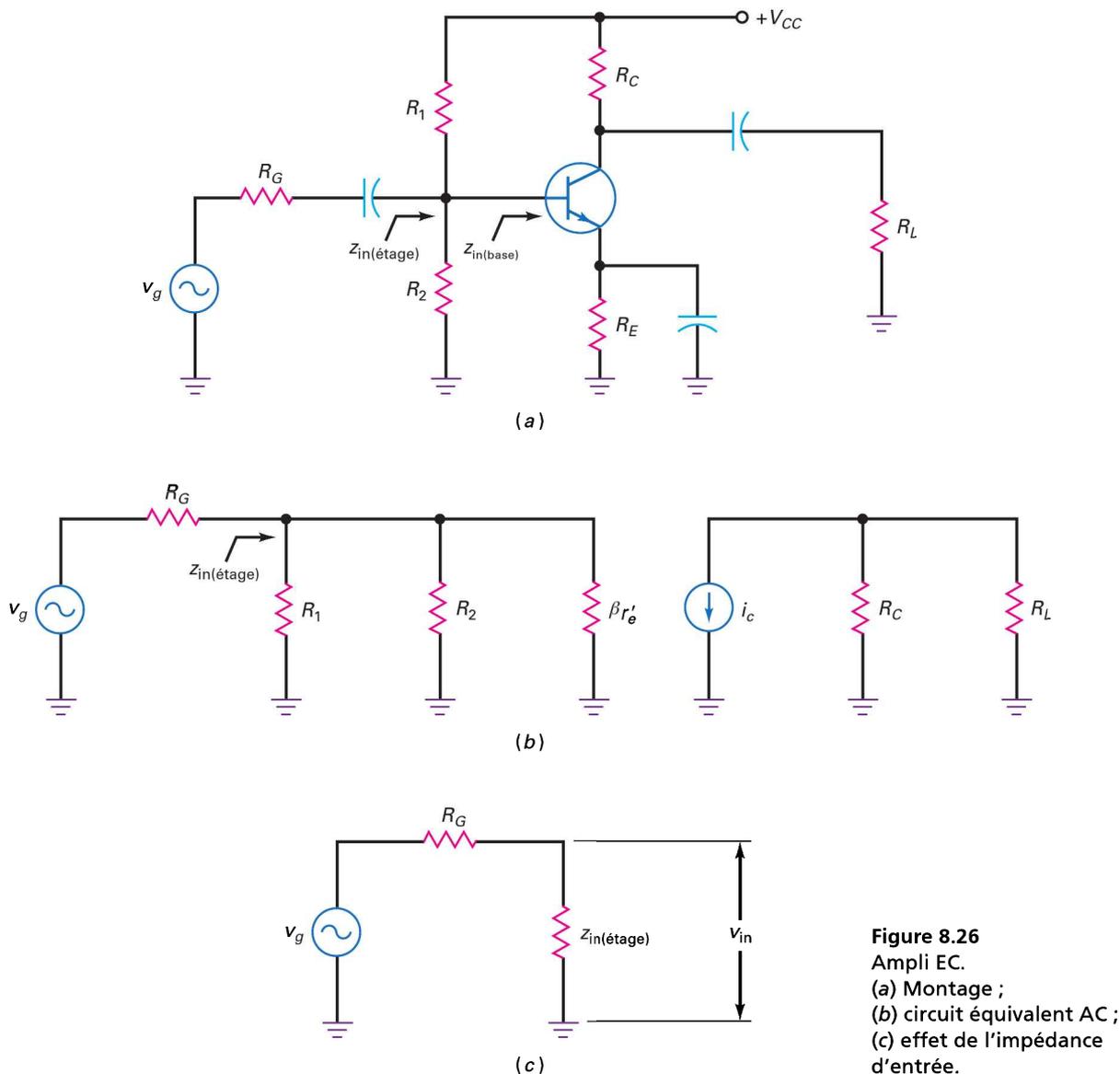


Figure 8.26
Ampli EC.
(a) Montage ;
(b) circuit équivalent AC ;
(c) effet de l'impédance d'entrée.

Le générateur doit alimenter l'impédance d'entrée de l'étage $z_{in(étage)}$. Celle-ci tient compte de l'effet des résistances de polarisation R_1 et R_2 en parallèle avec l'impédance d'entrée de la base $z_{in(base)}$. La figure 8.26*b* illustre cette notion, l'impédance d'entrée de l'étage s'écrit :

$$z_{in(étage)} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r'_c$$

8.10.2 Expression de la tension d'entrée

Lorsque le générateur n'est pas idéal, la tension d'entrée v_{in} est inférieure à v_g (figure 8.26*c*). L'application du théorème du diviseur de tension donne :

$$v_{in} = \frac{z_{in(étage)}}{R_G + z_{in(étage)}} v_g \quad (8.17)$$

Cette expression est valable pour tout amplificateur. Après avoir calculé ou estimé l'impédance d'entrée de l'étage, on peut évaluer la tension à l'entrée. Remarquez que le générateur est à sortie constante si R_G est inférieure à $0,01z_{in(étage)}$.

Question 8.9

Le générateur de la figure 8.27 possède une résistance interne égale à 600Ω . Quelle est la tension de sortie si $\beta = 300$?

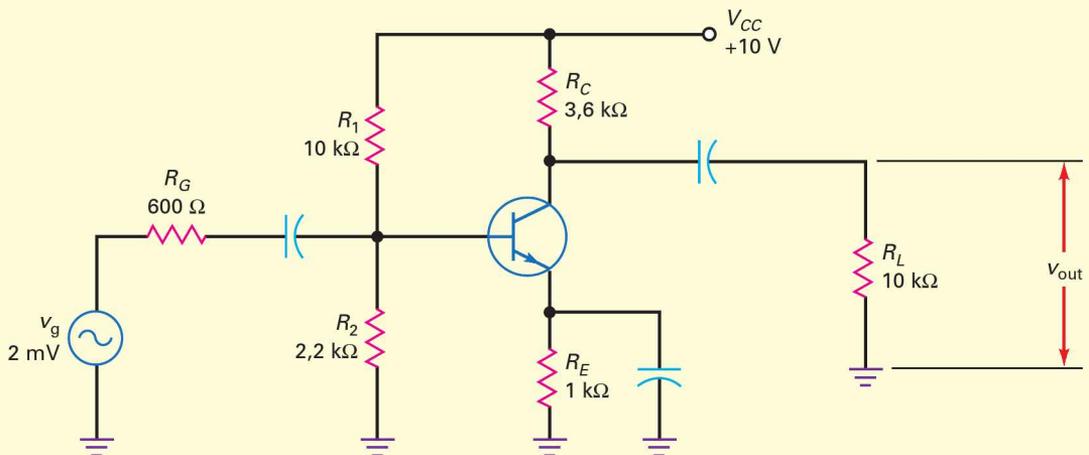


Figure 8.27

Réponse Voici les deux grandeurs calculées précédemment : $r'_c = 22,7 \Omega$ et $A = 117$. Nous allons les utiliser pour répondre à la question.

Si $\beta = 300$, l'impédance d'entrée de la base vaut :

$$z_{in(base)} = (300)(22,7 \Omega) = 6,8 \text{ k}\Omega$$

L'impédance d'entrée de l'étage est alors :

$$z_{in(étage)} = 10 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 6,8 \text{ k}\Omega = 1,42 \text{ k}\Omega$$

La relation (10.4) donne la tension d'entrée :

$$v_{in} = \frac{1,42 \text{ k}\Omega}{600 \Omega + 1,42 \text{ k}\Omega} 2 \text{ mV} = 1,41 \text{ mV}$$

C'est la tension alternative qui se retrouve sur la base du transistor, elle est égale à la tension sur la diode émetteur. La tension amplifiée à la sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = A_v v_{\text{in}} = (117)(1,41 \text{ mV}) = 165 \text{ mV}$$

8.9 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 8.27, faire passer la valeur de R_G à 50Ω et trouver la nouvelle valeur de la tension amplifiée à la sortie.

Question 8.10

Même question avec $\beta = 50$.

Réponse Quand $\beta = 50$, l'impédance d'entrée de la base diminue :

$$z_{\text{in}(\text{base})} = (50)(22,7 \Omega) = 1,14 \text{ k}\Omega$$

L'impédance d'entrée de l'étage diminue également :

$$z_{\text{in}(\text{étage})} = 10 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 1,14 \text{ k}\Omega = 698 \Omega$$

La relation (10.4) donne la tension d'entrée :

$$v_{\text{in}} = \frac{698 \Omega}{600 \Omega + 698 \Omega} 2 \text{ mV} = 1,08 \text{ mV}$$

La tension amplifiée à la sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = A_v v_{\text{in}} = (117)(1,08 \text{ mV}) = 126 \text{ mV}$$

Ce résultat montre l'influence du gain en courant AC du transistor sur la tension de sortie. Quand il diminue, l'impédance d'entrée de la base, l'impédance d'entrée de l'étage, la tension d'entrée et la tension de sortie diminuent elles aussi.

8.10 Avez-vous compris ? En utilisant la figure 8.27, faites passer la valeur de β à 400 et calculez la tension de sortie.

8.11 Amplificateurs stabilisés

Le gain en tension d'un ampli EC est sensible aux variations du courant de polarisation, aux variations de température et à un changement de transistor, car cela modifie r_e' et β .

8.11.1 Contre-réaction d'émetteur en alternatif

Une méthode pour fixer le gain en tension est de laisser une partie de la résistance d'émetteur non découplée, comme le montre la figure 8.28a, ce qui produit une **contre-réaction d'émetteur en alternatif**. Quand le courant émetteur alternatif traverse cette résistance r_e , il crée une tension alternative. Cette dernière produit une *réaction négative* qui s'oppose à la variation du gain en tension. Cette résistance non découplée est appelée **résistance de contre-réaction** car elle présente une tension alternative qui s'oppose aux variations du gain en tension.

Supposons que le courant collecteur i_c augmente à cause d'un accroissement de température. Il produit une tension AC de sortie plus importante, mais aussi une

tension v_e aux bornes de r_e plus importante. Or v_{bc} est la différence entre v_{in} et v_e ; l'augmentation de v_e diminue v_{bc} , donc réduit le courant i_c . Il y a opposition à la variation initiale du courant collecteur : nous avons une réaction négative.

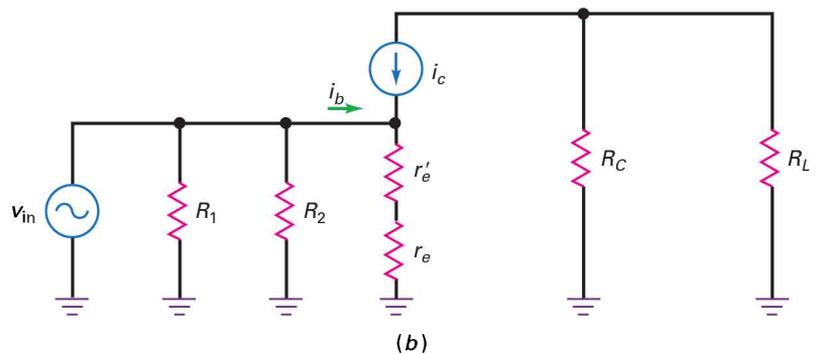
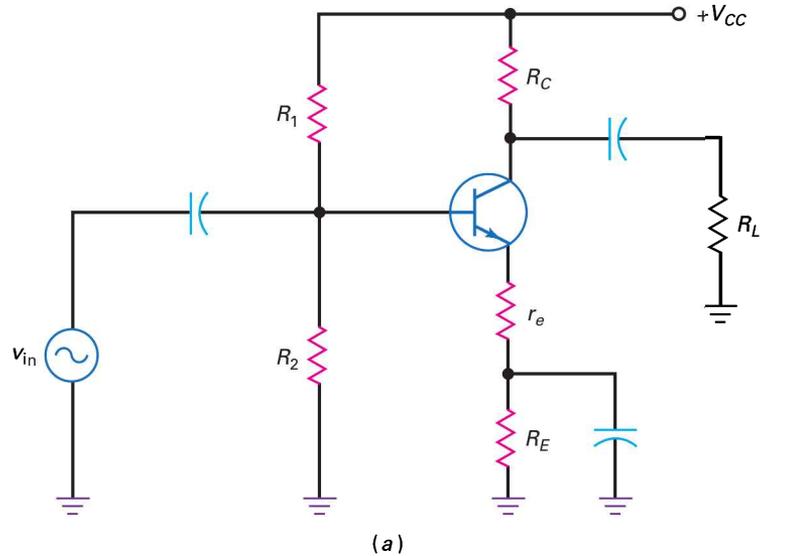


Figure 8.28
(a) Ampli stabilisé ;
(b) circuit équivalent AC.

8.11.2 Gain en tension

La figure 8.28b montre le circuit équivalent en régime alternatif comprenant le modèle en T du transistor. Clairement, le courant émetteur AC traverse les résistances r_e' et r_e . Avec la loi d'Ohm, nous pouvons écrire :

$$v_{in} = i_e(r_e + r_e')$$

Dans le circuit collecteur, la source de courant injecte un courant i_c sur la résistance de collecteur en alternatif r_c . Donc, la tension alternative de sortie vaut :

$$v_{out} = i_c r_c$$

Maintenant, nous pouvons diviser v_{out} par v_{in} pour obtenir :

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_c r_c}{i_e(r_e + r_e')}$$

Puisque $i_c \approx i_e$, nous pouvons simplifier l'équation pour écrire :

$$A_v = \frac{r_c}{r_c + r'_e} \quad (8.18)$$

Si r_c est nettement plus grand que r'_e , l'équation précédente se simplifie :

$$A_v = \frac{r_c}{r_c} \quad (8.19)$$

Cela veut dire que le gain en tension est égal à la résistance de collecteur en alternatif divisée par la résistance de contre-réaction. Puisque r'_e n'apparaît plus dans la relation, elle n'a plus d'effet sur le gain en tension.

Ce qui précède est un exemple de **stabilisation** : une valeur beaucoup plus grande qu'une autre élimine les variations de la seconde. Dans la relation (8.18), une valeur r_c importante masque les variations de r'_e . Le résultat est un gain en tension stable qui n'est plus sensible à la température ou à un changement de transistor.

8.11.3 Impédance d'entrée de la base

La contre-réaction, non seulement stabilise le gain en courant, mais aussi accroît l'impédance d'entrée de la base. D'après la figure 8.28b, elle s'écrit :

$$z_{\text{in(base)}} = \frac{v_{\text{in}}}{i_b}$$

La loi d'Ohm appliquée à la diode émetteur (figure 8.28b) donne :

$$v_{\text{in}} = i_c(r_c + r'_e)$$

En substituant cette expression dans la relation précédente, nous obtenons :

$$z_{\text{in(base)}} = \frac{v_{\text{in}}}{i_b} = \frac{i_c(r_c + r'_e)}{i_b}$$

Or $i_c \approx \beta i_b$; l'équation devient donc :

$$z_{\text{in(base)}} = \beta(r_c + r'_e) \quad (8.20)$$

Dans un **amplificateur stabilisé**, elle se simplifie :

$$z_{\text{in(base)}} = \beta r_c \quad (8.21)$$

L'impédance d'entrée de la base est égale à la résistance de contre-réaction multipliée par le gain en courant alternatif.

8.11.4 La distorsion est plus faible pour les grands signaux

La non-linéarité de la caractéristique de la diode émetteur est la cause de la distorsion des grands signaux. En stabilisant, nous réduisons l'effet de la diode émetteur sur le gain en tension et, par conséquent, nous diminuons la distorsion sur les grands signaux.

Suivons ce raisonnement. Sans résistance de contre-réaction, le gain en tension vaut :

$$A_v = \frac{r_c}{r'_e}$$

Or r'_e est sensible au courant, sa valeur change sous l'effet d'un grand signal. Par conséquent, le gain en tension varie durant la durée du cycle d'un grand signal, ce qui revient à dire que r'_e est la cause de la distorsion.

Avec une résistance de contre-réaction, le gain stabilisé devient :

$$A_v = \frac{r_c}{r_e}$$

r_e' n'apparaît plus, la distorsion est donc éliminée. Un ampli stabilisé présente trois avantages :

- il régule le gain en tension,
- il augmente l'impédance d'entrée de la base,
- il diminue la distorsion des grands signaux.

III Multisim

Question 8.11

Quelle est la tension de sortie sur la résistance de charge de la figure 8.29 si $\beta = 200$? (On ignore r_e' dans les calculs.)

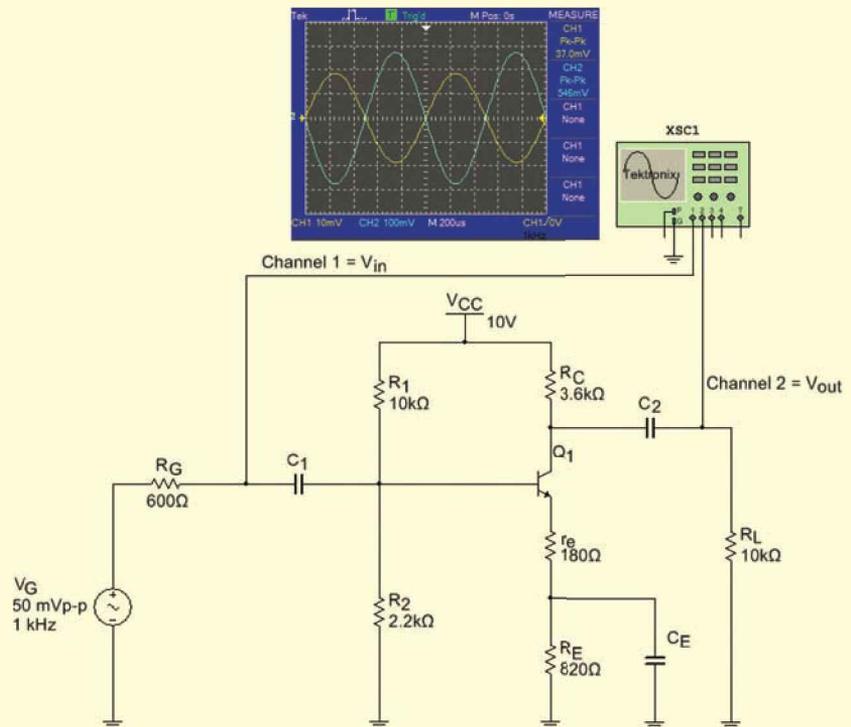


Figure 8.29
Exemple à un étage.

Réponse L'impédance d'entrée de la base est :

$$z_{in(base)} = \beta r_e = (200)(180 \Omega) = 36 \text{ k}\Omega$$

L'impédance d'entrée de l'étage vaut :

$$z_{in(étage)} = 10 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 36 \text{ k}\Omega = 1,71 \text{ k}\Omega$$

La tension d'entrée appliquée sur la base est :

$$v_{in} = \frac{1,71 \text{ k}\Omega}{600 \Omega + 1,71 \text{ k}\Omega} 50 \text{ mV} = 37 \text{ mV}$$

Le gain en tension devient :

$$A_v = \frac{r_c}{r_e} = \frac{2,65 \text{ k}\Omega}{180 \text{ }\Omega} = 14,7$$

et la tension de sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = (14,7)(37 \text{ mV}) = 544 \text{ mV}$$

8.11 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 8.29, faire passer la valeur de β à 300 et trouver la tension de sortie sur la charge de 10 k Ω .

Question 8.12

Même question, mais en tenant compte de r_e' dans les calculs.

Réponse L'impédance d'entrée de la base est :

$$z_{\text{in(base)}} = \beta(r_e + r_e') = (200)(180 \text{ }\Omega + 22,7 \text{ }\Omega) = 40,5 \text{ k}\Omega$$

L'impédance d'entrée de l'étage vaut :

$$z_{\text{in(étage)}} = 10 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 40,5 \text{ k}\Omega = 1,72 \text{ k}\Omega$$

La tension d'entrée appliquée sur la base est :

$$v_{\text{in}} = \frac{1,72 \text{ k}\Omega}{600 \text{ }\Omega + 1,72 \text{ k}\Omega} 50 \text{ mV} = 37 \text{ mV}$$

Le gain en tension devient :

$$A_v = \frac{r_c}{r_e + r_e'} = \frac{2,65 \text{ k}\Omega}{180 \text{ }\Omega + 22,7 \text{ }\Omega} = 13,1$$

et la tension de sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = (13,1)(37 \text{ mV}) = 485 \text{ mV}$$

En comparant les résultats obtenus avec et sans r_e' , nous pouvons constater un petit effet sur la réponse finale. C'était prévisible pour un ampli stabilisé. En dépannage, nous supposons que l'amplificateur est stabilisé quand il y a une résistance de contre-réaction dans l'émetteur ; pour plus de précision, il faut inclure r_e' .

8.12 Avez-vous compris ? Comparer les valeurs calculées et mesurées par Multisim de v_{out} .

8.12 Dépannage

Quand un amplificateur à un ou deux étages ne fonctionne pas, le dépanneur commence par mesurer les tensions DC. Elles sont estimées mentalement comme nous l'avons vu précédemment pour déterminer si elles sont à peu près normales. Dans le cas où elles sont notablement différentes de la valeur prévue, les défauts probables sont des résistances coupées (grillées), court-circuitées (ponts de soudure entre elles), des liaisons incorrectes ou des condensateurs en court-circuit. Un court-circuit sur un condensateur de liaison ou de découplage change le schéma équivalent DC, cela entraîne des tensions DC très différentes.

Une fois toutes les tensions DC correctes, le dépannage se poursuit en considérant ce qui peut être défectueux dans le circuit équivalent AC. Avec un générateur de tension et aucune tension AC sur la base, quelque chose peut être coupé entre les deux. De même, avec une absence de tension de sortie mais une tension collecteur AC, le condensateur de liaison peut être coupé ou une liaison peut être manquante.

Normalement, il n'y a pas de tension AC entre l'émetteur et la masse. En cas de panne de l'ampli, l'une des choses à vérifier avec un oscilloscope, c'est la tension émetteur. La présence d'une composante AC indique que le condensateur de découplage n'a pas d'effet.

Un condensateur de découplage coupé entraîne que l'émetteur n'est plus à la masse AC. Donc, le courant émetteur AC traverse R_E au lieu de passer par le condensateur ; cela donne une tension AC sur l'émetteur que l'on peut détecter avec un oscilloscope. Ainsi, lorsque vous voyez sur l'émetteur une tension AC comparable à la tension base AC, vérifiez le condensateur de découplage, il peut être défectueux ou mal branché.

Dans un fonctionnement normal, la ligne d'alimentation DC est une masse AC à cause du condensateur de filtrage de l'alimentation. Si celui-ci est défectueux, l'ondulation devient importante. Elle se retrouve sur la base à travers le pont diviseur et elle est amplifiée de la même manière que le signal d'entrée. Cette ondulation amplifiée produit un ronflement de 60 Hz ou 120 Hz si l'amplificateur est connecté à un haut-parleur. Donc, dans le cas où vous entendez un ronflement excessif dans un haut-parleur, le premier suspect est le condensateur de filtrage de l'alimentation DC.

Question 8.13

L'ampli EC de la figure 8.30 a une tension AC sur la charge nulle. Si la tension collecteur DC est égale à 6 V et la tension AC à 70 mV, quel est le défaut ?

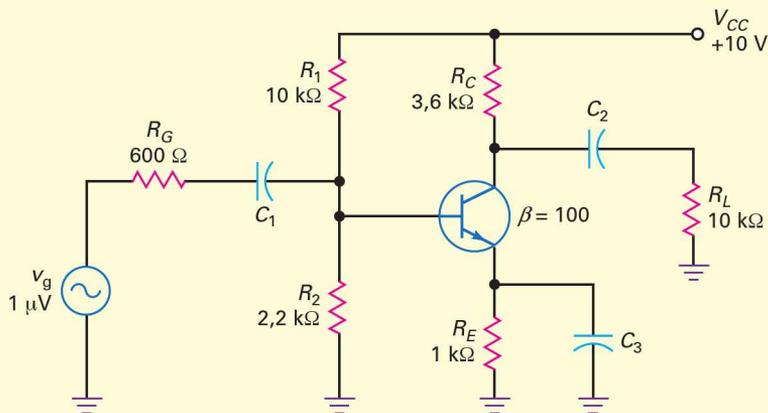


Figure 8.30
Dépannage.

Réponse Puisque les tensions collecteur DC et AC sont normales, il ne peut y avoir que deux composants défectueux : le condensateur C_2 ou la résistance R_L . En vous posant les quatre questions-tests suivantes à propos de ces composants, vous trouverez le défaut.

- Que se passe-t-il si C_2 est court-circuité ?
- Que se passe-t-il si C_2 est coupé ?
- Que se passe-t-il si R_L est court-circuitée ?
- Que se passe-t-il si R_L est coupée ?

Les réponses sont :

- a) C_2 en court-circuit diminue notablement la tension collecteur DC.
- b) C_2 coupé bloque la composante AC mais ne change rien aux composantes DC et AC de la tension collecteur.
- c) R_L court-circuitée annule la composante AC de la tension collecteur.
- d) R_L coupée augmente de manière importante la composante AC de la tension collecteur.

Le défaut est C_2 coupé. Lors du dépannage, il fallait que vous vous posiez toutes les questions-tests précédentes pour isoler le défaut. Avec l'expérience, le processus tout entier devient automatique, un dépanneur expérimenté trouve cette panne quasi instantanément.

Question 8.14

L'ampli EC de la figure 8.30 présente une tension AC égale à 0,75 mV sur l'émetteur et une tension AC égale à 2 mV sur le collecteur. Quelle est la panne ?

Réponse Le dépannage étant un art, vous devez vous poser les questions-tests ayant un sens *pour vous* et dans un ordre qui vous aide à trouver la panne. Si vous n'avez pas encore résolu le problème, commencez à vous interroger sur chaque composant et voyez si vous trouvez.

Peu importe le composant choisi, votre réflexion ne donnera pas les symptômes détectés tant que vous ne vous posez pas les deux questions suivantes :

- a) Que se passe-t-il si le condensateur C_3 est court-circuité ?
- b) Que se passe-t-il si le condensateur C_3 est coupé ?

C_3 en court-circuit ne donne pas les symptômes, mais C_3 coupé les donne. Pourquoi ? Parce que l'impédance de la base est plus grande quand C_3 est coupé et la tension base AC augmente de 0,625 mV à 0,75 mV. Ensuite, l'émetteur n'est plus à la masse AC, presque toute la tension 0,75 mV se trouve sur l'émetteur. Elle est amplifiée par le gain 2,65 donc la tension AC sur le collecteur est environ 2 mV.

8.14 Avez-vous compris ? Dans l'amplificateur EC de la figure 8.30, que se passerait-il, du point de vue des tensions AC et DC du transistor, si la diode EB du transistor était coupée ?

Réviser

Résumé

8.1 Amplificateur polarisé par la base

Le couplage est correct quand la réactance du condensateur de liaison à la plus basse fréquence de la source AC est beaucoup plus petite que la résistance. Dans un ampli polarisé par la base, le signal d'entrée est appliqué sur la

base. Il donne sur le collecteur une tension AC amplifiée, inversée et transmise à la résistance de charge.

8.2 Amplificateur polarisé par l'émetteur

Le découplage est correct quand la réactance du condensateur de découplage à la plus basse fréquence de la source AC est beaucoup plus petite que la résistance. Il apparaît une masse AC à l'endroit du découplage. Pour l'ampli PDT ou l'ampli

PEDS, le signal AC de l'entrée est appliqué sur la base et le signal AC amplifié est alors délivré sur la résistance de charge.

8.3 Fonctionnement petit signal

La tension sur la base possède une composante DC et une composante AC. Elle produit un courant émetteur avec deux composantes AC et DC. Une méthode pour éviter une distorsion excessive consiste à opérer avec des petits signaux. Pour cela, il faut que la valeur crête à crête du courant émetteur AC reste inférieure au dixième de la valeur du courant émetteur DC.

8.4 Le bêta AC

La définition du bêta AC du transistor est le rapport entre la composante AC du courant collecteur et la composante AC du courant base. Sa valeur diffère généralement peu de la valeur du bêta DC. En dépannage, on utilise la même valeur pour les deux grandeurs. Sur les fiches techniques h_{FE} , est similaire à β_{DC} et h_{fe} à β .

8.5 La résistance AC de la diode émetteur

La tension émetteur-base d'un transistor comporte une composante DC V_{BEQ} et une composante AC v_{be} . La composante AC donne un courant émetteur i_e . La résistance AC de la diode émetteur est le rapport entre v_{be} et i_e . Mathématiquement, on prouve qu'elle est égale à 25 mV divisé par le courant DC dans l'émetteur.

8.6 Deux modèles pour le transistor

En régime alternatif, un transistor peut être remplacé par l'un ou l'autre des deux circuits équivalents suivants : le modèle en π ou le modèle en T. Le premier des deux montre que l'impédance d'entrée de la base est $\beta r'_e$.

8.7 Étude d'un amplificateur

La méthode la plus simple pour analyser un amplificateur est de faire une étude en deux temps : une analyse en régime continu et une analyse en régime alternatif. Pour la première, les condensateurs sont ouverts. Pour la seconde, les condensateurs sont court-circuités et les sources DC sont remplacées par des masses AC.

8.8 Lecture d'une fiche technique

Les paramètres h présents sur les fiches techniques sont plus faciles à mesurer que les paramètres r' . Ces derniers sont plus faciles d'emploi car ils s'utilisent avec la loi d'Ohm ou d'autres relations fondamentales. Les grandeurs les plus pratiques des fiches sont h_{fe} et h_{ie} , elles peuvent être facilement transformées en β et r'_e .

8.9 Gain en tension

Le gain en tension d'un ampli EC est égal à la résistance de collecteur en alternatif divisée par la résistance en alternatif de la diode émetteur.

8.10 Influence de l'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'étage comprend les résistances de polarisation et l'impédance d'entrée de la base. Lorsque, comparée à cette impédance, la source ne peut plus être considérée à tension constante, la tension d'entrée est inférieure à la tension de la source.

8.11 Amplificateurs stabilisés

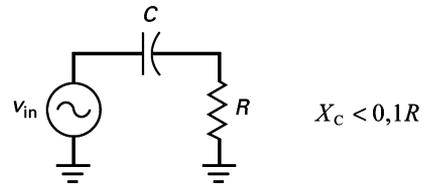
En laissant une partie de la résistance d'émetteur non découplée, on réalise une réaction négative. Cela stabilise le gain en tension, augmente l'impédance d'entrée et réduit fortement la distorsion.

8.12 Dépannage

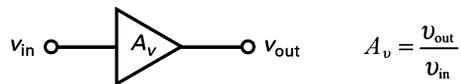
Avec un ampli à un ou deux étages, on commence par les mesures en continu. Si le défaut n'est pas isolé, on continue avec les mesures en alternatif jusqu'à ce que le défaut soit repéré.

Définitions

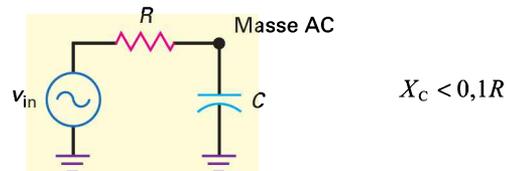
(8.1) Couplage correct :



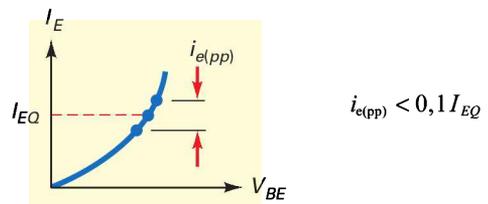
(8.2) Gain en tension :



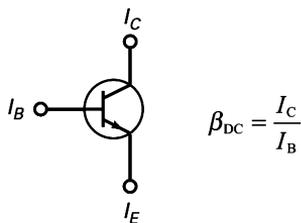
(8.5) Découplage correct :



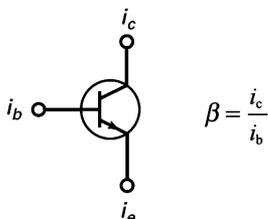
(8.6) Petit signal :



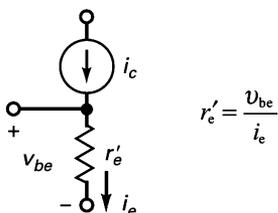
(8.7) Gain en courant DC :



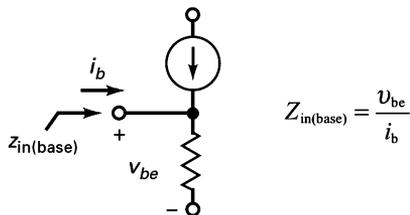
(8.8) Gain en courant AC :



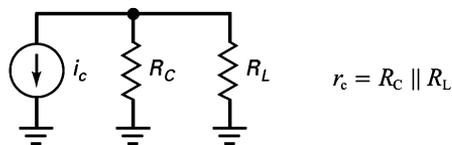
(8.9) Résistance AC :



(8.11) Impédance d'entrée :

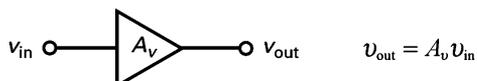


(8.15) La résistance de collecteur en alternatif :

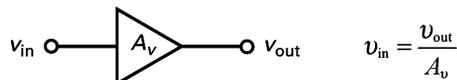


Relations

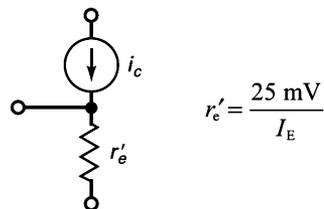
(8.3) Tension AC de sortie :



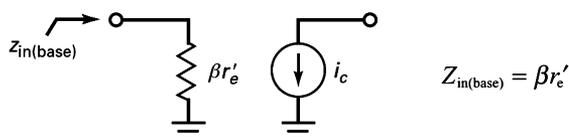
(8.4) Tension AC d'entrée :



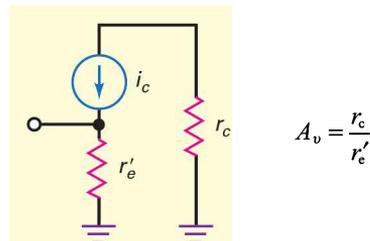
(8.10) Résistance AC :



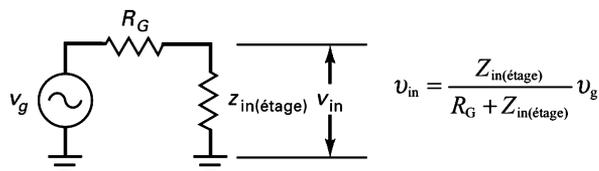
(8.12) Impédance d'entrée :



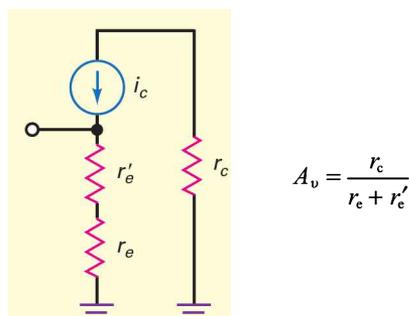
(8.16) Gain en tension EC :



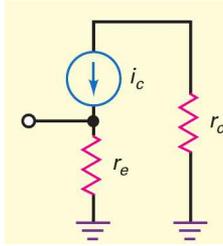
(8.17) Effet de la charge :



(8.18) Réaction à simple étage :

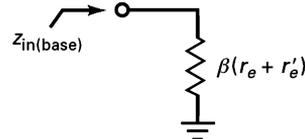


(8.19) Amplificateur stabilisé :



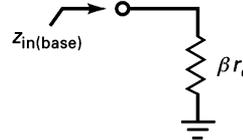
$$A_v = \frac{r_c}{r_e}$$

(8.20) Impédance d'entrée :



$$Z_{in(base)} = \beta(r_e + r_e')$$

(8.21) Impédance d'entrée avec réaction :



$$Z_{in(base)} = \beta r_e$$

S'entraîner

Auto-évaluation

- Dans un circuit de liaison, le courant DC est :
 - a) zéro
 - b) maximal
 - c) minimal
 - d) moyen
- Aux hautes fréquences, le courant dans un circuit de liaison est :
 - a) zéro
 - b) maximal
 - c) minimal
 - d) moyen
- Un condensateur de liaison est :
 - a) un court-circuit DC
 - b) un circuit ouvert AC
 - c) un circuit ouvert DC et un court-circuit AC
 - d) un court-circuit DC et un circuit ouvert AC
- Dans un circuit de découplage, le sommet du condensateur est :
 - a) un circuit ouvert
 - b) un court-circuit
 - c) une masse AC
 - d) une masse physique
- Un condensateur donnant une masse AC est appelé :
 - a) condensateur de découplage
 - b) condensateur de liaison
 - c) circuit ouvert DC
 - d) circuit ouvert AC
- Les condensateurs d'un ampli EC paraissent être :
 - a) ouverts pour le régime alternatif
 - b) court-circuités pour le régime continu
 - c) ouverts pour la tension d'alimentation
 - d) court-circuités pour le régime alternatif
- Annuler toutes les sources de tension DC est une étape pour déterminer le circuit :
 - a) équivalent DC
 - b) équivalent AC
 - c) amplificateur complet
 - d) polarisé par pont diviseur de tension
- Le circuit équivalent AC est obtenu à partir du circuit original en court-circuitant :
 - a) toutes les résistances
 - b) tous les condensateurs
 - c) toutes les inductances
 - d) tous les transistors
- Si la tension base AC est trop grande, le courant émetteur AC est :
 - a) sinusoïdal
 - b) constant
 - c) distordu
 - d) alternatif
- Dans un ampli EC avec un grand signal d'entrée, l'alternance positive du courant émetteur AC est :
 - a) égale à l'alternance négative
 - b) plus petite que l'alternance négative
 - c) plus grande que l'alternance négative
 - d) égale à l'alternance négative
- Une résistance AC de l'émetteur vaut 25 mV divisés par :
 - a) le courant base de repos
 - b) le courant émetteur DC
 - c) le courant émetteur AC
 - d) la variation du courant collecteur
- Pour diminuer la distorsion d'un ampli EC, il faut diminuer :
 - a) le courant émetteur DC
 - b) la tension émetteur-base
 - c) le courant collecteur
 - d) la tension base AC
- Si, sur la diode émetteur, la tension AC est 1 mV et si le courant AC est de 100 μA, la résistance dynamique est égale à :
 - a) 1 Ω
 - b) 10 Ω
 - c) 100 Ω
 - d) 1 Ω
- Le graphique du courant émetteur AC en fonction de la tension base-émetteur AC s'applique à :
 - a) la résistance
 - b) la diode émetteur
 - c) la diode collecteur
 - d) l'alimentation

15. La tension de sortie d'un ampli EC est :
- a) amplifiée c) déphasée de 180° avec l'entrée
 - b) inversée d) tout cela
16. L'émetteur d'un ampli EC n'a pas de tension AC à cause :
- a) de la tension DC qui s'exerce sur lui
 - b) du condensateur de découplage
 - c) du condensateur de liaison
 - d) de la résistance de charge
17. La tension sur la résistance de charge d'un ampli EC est :
- a) DC et AC c) AC uniquement
 - b) DC uniquement d) ni DC, ni AC
18. Le courant collecteur AC est approximativement égal au courant AC :
- a) de la base c) de la source
 - b) de l'émetteur d) du découplage
19. Le produit du courant émetteur AC par la résistance AC de l'émetteur est égal à :
- a) la tension émetteur DC
 - b) la tension base AC
 - c) la tension collecteur AC
 - d) la tension d'alimentation
20. Le courant collecteur AC est égal au produit du courant base AC par :
- a) la résistance de collecteur AC
 - b) le gain en courant DC
 - c) le gain en courant AC
 - d) la tension du générateur
21. Lorsque la résistance de l'émetteur R_E double, la résistance AC de l'émetteur :
- a) augmente c) reste la même
 - b) diminue d) est indéterminée
22. L'émetteur est à la masse AC dans :
- a) un étage BC c) un étage EC
 - b) un étage CC d) aucun d'entre eux
23. La tension de sortie d'un étage EC est généralement :
- a) constante c) petite
 - b) dépendante de r_e' d) inférieure à 1
24. La résistance d'entrée de la base augmente quand :
- a) β augmente
 - b) la tension de la source augmente
 - c) β diminue
 - d) la résistance de collecteur AC augmente
25. Le gain en tension est directement proportionnel à :
- a) β c) la tension collecteur DC
 - b) r_e' d) la résistance de collecteur AC
26. Par rapport à la résistance d'émetteur AC, la résistance de réaction d'un ampli stabilisé doit être :
- a) petite c) grande
 - b) égale d) nulle
27. Comparée à celle d'un ampli EC, la résistance d'entrée d'un ampli stabilisé est :
- a) plus petite c) plus grande
 - b) la même d) nulle
28. Pour réduire la distorsion du signal amplifié, il faut augmenter :
- a) la résistance de collecteur
 - b) la résistance de réaction d'émetteur
 - c) la résistance du générateur
 - d) la résistance de charge
29. L'émetteur d'un amplificateur stabilisé :
- a) est à la masse
 - b) n'a pas de tension DC
 - c) a une tension AC
 - d) n'a pas de tension AC
30. Un ampli stabilisé utilise :
- a) une polarisation de base
 - b) une réaction positive
 - c) une réaction négative
 - d) un émetteur à la masse
31. La résistance de réaction :
- a) augmente le gain en tension
 - b) diminue la distorsion
 - c) diminue la résistance de collecteur
 - d) diminue l'impédance d'entrée
32. La résistance de réaction :
- a) stabilise le gain en tension
 - b) augmente la distorsion
 - c) augmente la résistance de collecteur
 - d) diminue l'impédance d'entrée
33. Si le condensateur de découplage d'émetteur est coupé, la tension AC de sortie :
- a) diminue c) reste la même
 - b) augmente d) est nulle
34. Si la résistance de charge est coupée, la tension AC de sortie :
- a) diminue c) reste la même
 - b) augmente d) est nulle
35. Si le condensateur de liaison à la sortie est coupé, la tension AC d'entrée :
- a) diminue c) reste la même
 - b) augmente d) est nulle
36. Si la résistance d'émetteur est coupée, la tension AC d'entrée :
- a) diminue c) reste la même
 - b) augmente d) est nulle
37. Si la résistance de collecteur est coupée, la tension AC d'entrée :
- a) diminue c) reste la même
 - b) augmente d) est presque nulle

Exercices

8.1 Amplificateur polarisé par la base

- 8.1** **IIII Multisim** D'après la figure 8.31, quelle est la fréquence la plus basse pour une bonne liaison ?

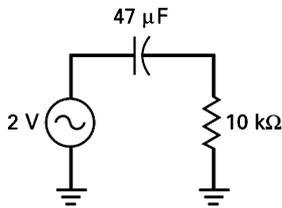


Figure 8.31

- 8.2** **IIII Multisim** Si la résistance de charge de la figure 8.31 passe à $1\text{ k}\Omega$, quelle est la fréquence la plus basse pour une bonne liaison ?
- 8.3** **IIII Multisim** Si le condensateur de la figure 8.31 passe à $100\text{ }\mu\text{F}$, quelle est la fréquence la plus basse pour une bonne liaison ?
- 8.4** Si la fréquence d'entrée la plus basse de la figure 8.31 est 100 Hz , quelle valeur de C faut-il pour une bonne liaison ?

8.2 Amplificateur polarisé par l'émetteur

- 8.5** D'après la figure 8.32, quelle est la fréquence la plus basse pour un bon découplage ?

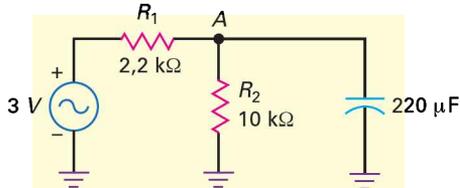


Figure 8.32

- 8.6** Si la résistance en série de la figure 8.32 passe à $10\text{ k}\Omega$, quelle est la fréquence la plus basse pour un bon découplage ?
- 8.7** Si le condensateur de la figure 8.32 passe à $47\text{ }\mu\text{F}$, quelle est la fréquence la plus basse pour un bon découplage ?
- 8.8** Si la fréquence d'entrée la plus basse de la figure 8.32 est 1 kHz , quelle valeur de C faut-il pour un bon découplage ?

8.3 Fonctionnement petit signal

- 8.9** On désire un fonctionnement petit signal pour la figure 8.33. Quel est le courant émetteur AC maximal ?
- 8.10** La résistance d'émetteur de la figure 8.33 est doublée. On désire un fonctionnement petit signal. Quel est le courant émetteur AC maximal ?

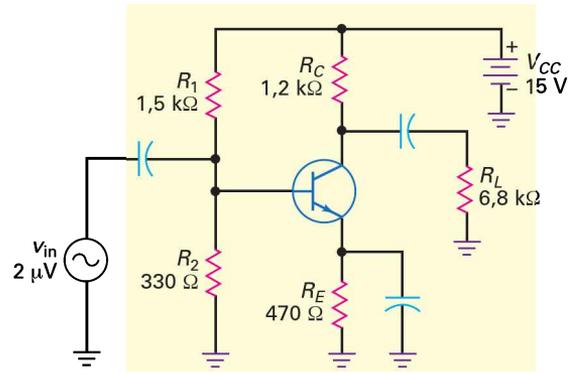


Figure 8.33

8.4 Le bêta AC

- 8.11** Un courant base AC de $100\text{ }\mu\text{A}$ produit un courant collecteur AC de 15 mA . Quel est le bêta AC ?
- 8.12** Le bêta AC vaut 200 et le courant base AC vaut $12,5\text{ }\mu\text{A}$: quel est le courant collecteur AC ?
- 8.13** Le courant collecteur AC est égal à 4 mA et le bêta AC est égal à 100 : quel est le courant base AC ?

8.5 La résistance AC de la diode émetteur

- 8.14** **IIII Multisim** Quelle est la résistance AC de la diode émetteur de la figure 8.33 ?
- 8.15** **IIII Multisim** Si la résistance d'émetteur de la figure 8.33 est doublée, que vaut la résistance AC de la diode émetteur ?

8.6 Deux modèles pour le transistor

- 8.16** D'après la figure 8.33, quelle est l'impédance d'entrée de la base si $\beta = 200$?
- 8.17** Si la résistance d'émetteur de la figure 8.33 est doublée, que vaut l'impédance d'entrée de la base avec $\beta = 200$?
- 8.18** Si la résistance $1,2\text{ k}\Omega$ de la figure 8.33 est changée en $680\text{ k}\Omega$, quelle est l'impédance d'entrée de la base avec $\beta = 200$?

8.7 Étude d'un amplificateur

- 8.19** **IIII Multisim** D'après la figure 8.33, tracez le schéma AC équivalent avec $\beta = 150$.
- 8.20** Doublez toutes les résistances de la figure 8.33. Ensuite, tracez le schéma AC équivalent pour un gain en courant AC égal à 300 .

8.8 Lecture d'une fiche technique

- 8.21** Quelles sont les valeurs minimale et maximale de h_{fe} pour un transistor 2N3903 dans la rubrique « caractéristiques petit signal » (*Small-Signal Characteristics*) de la figure 8.23 ? Pour quelles valeurs du courant collecteur et de la température sont-elles fournies ?

8.22 Pour cet exercice, utilisez la fiche technique du transistor 2N3904. Quelle est la valeur classique de r_c' qu'il est possible de calculer à partir des paramètres h d'un transistor opérant avec un courant collecteur de 5 mA ? Est-elle inférieure ou supérieure à la valeur théorique calculée par $25 \text{ mV} / I_E$?

8.9 Gain en tension

8.23 **IIII Multisim** La tension de la source de la figure 8.34 double. Que devient la tension de sortie ?

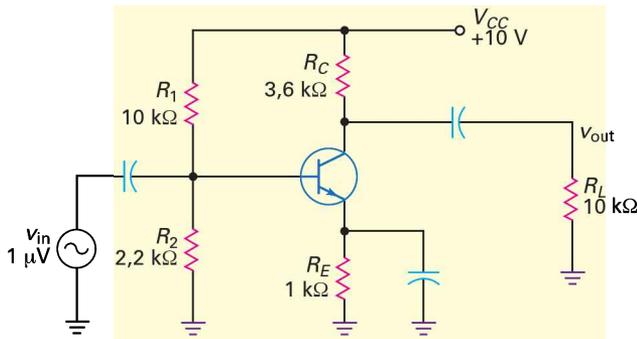


Figure 8.34

8.24 **IIII Multisim** La résistance de charge de la figure 8.34 est réduite de moitié. Que devient la tension de sortie ?

8.25 **IIII Multisim** D'après la figure 8.34, la tension de source passe à + 15 V. Que devient la tension de sortie ?

8.10 Influence de l'impédance d'entrée

8.26 **IIII Multisim** Si la tension de l'alimentation de la figure 8.35 passe à + 15 V, que devient la tension de sortie ?

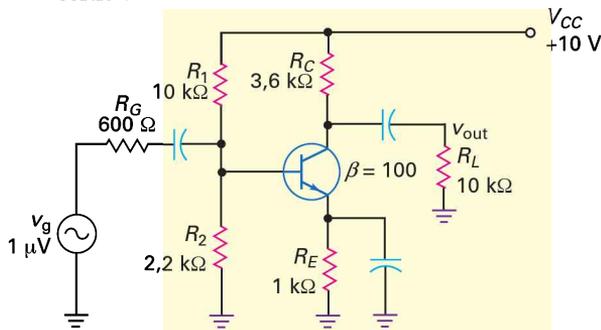


Figure 8.35

8.27 **IIII Multisim** Si la résistance d'émetteur de la figure 8.35 double, que devient la tension de sortie ?

8.28 **IIII Multisim** Si la résistance du générateur de la figure 8.35 est réduite de moitié, que devient la tension de sortie ?

8.11 Amplificateurs stabilisés

8.29 **IIII Multisim** La tension du générateur de la figure 8.36 est réduite de moitié. Quelle est la tension de sortie ? (On ignore r_c' .)

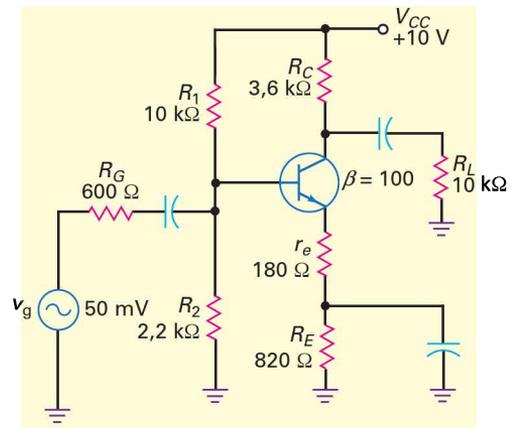


Figure 8.36

8.30 **IIII Multisim** La résistance du générateur de la figure 8.36 est de 50 Ω. Quelle est la tension de sortie ?

8.31 **IIII Multisim** La résistance de charge de la figure 8.36 est réduite à 3,6 kΩ. Que vaut le gain en tension ?

8.32 **IIII Multisim** La tension de l'alimentation de la figure 8.36 triple. Que devient le gain en tension ?

8.12 Dépannage

8.33 Dans la figure 8.36, le condensateur de découplage de l'émetteur est en circuit ouvert. Que se passe-t-il pour les tensions DC du circuit ? Que se passe-t-il pour la tension AC de sortie ?

8.34 Il n'y a pas de tension AC sur la charge de la figure 8.36. Citez quelques problèmes possibles.

Approfondissement

8.35 Quelqu'un a réalisé le montage de la figure 8.31. Il ne comprend pas pourquoi une très petite tension continue apparaît aux bornes de la résistance 10 kΩ quand la tension de la source est égale à 2 V à la fréquence nulle. Pouvez-vous expliquer ce qui se passe ?

8.36 Supposons que vous êtes dans un laboratoire en train de vérifier le circuit de la figure 8.32. Lorsque vous augmentez la fréquence du générateur, la tension en A diminue jusqu'à devenir difficile à mesurer. En continuant d'augmenter la fréquence au-delà de 10 MHz, la tension au point A recommence à croître. Pouvez-vous dire ce qui se passe ?

8.37 D'après la figure 8.33, la résistance de Thévenin vue par le condensateur de découplage est 30 kΩ. Si l'émetteur est relié à la masse AC pour les fréquences comprises entre 20 Hz et 20 kHz, quelle doit être la taille du condensateur ?

8.38 Toutes les résistances sont doublées dans la figure 8.34. Quel est le gain en tension ?

8.39 Si toutes les résistances sont doublées dans la figure 8.35, quelle est la tension de sortie ?

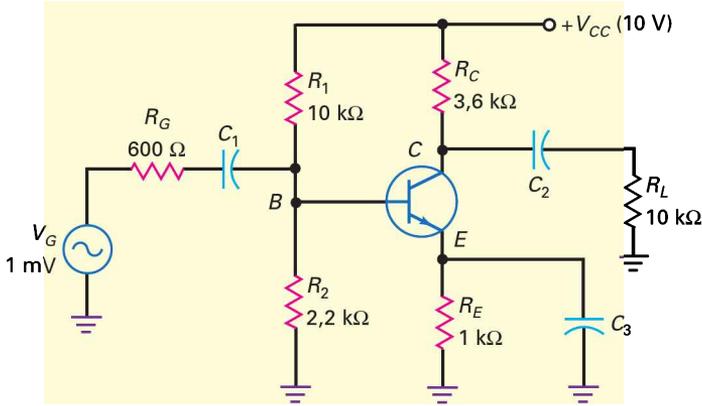


Figure 8.37 Grille de dépannage.

	V_B	V_E	V_C	V_o	V_e	V_c
OK	1,8	1,1	6	0,6 mV	0	73 mV
T1	1,8	1,1	6	0	0	0
T2	1,83	1,13	10	0,75 mV	0	0
T3	1,1	0,4	10	0	0	0
T4	0	0	10	0,8 mV	0	0
T5	1,8	1,1	6	0,6 mV	0	98 mV
T6	3,4	2,7	2,8	0	0	0
T7	1,8	1,1	6	0,75 mV	0,75 mV	1,93 mV
T8	1,1	0,4	0,5	0	0	0
T9	0	0	0	0,75 mV	0	0
T10	1,83	0	10	0,75 mV	0	0
T11	2,1	2,1	2,1	0	0	0
T12	1,8	1,1	6	0	0	0

Grille de dépannage

Pour les exercices suivants, reportez-vous à la figure 8.37.

- 8.40 Trouvez d'où proviennent les pannes 1 à 6.
- 8.41 Trouvez d'où proviennent les pannes 7 à 12.

Questions de débogage avec Multisim



Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC08-42** à **MTC08-46** et correspondent au circuit de la figure 8.37.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 8.42 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC08-42**.
- 8.43 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC08-43**.
- 8.44 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC08-44**.
- 8.45 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC08-45**.
- 8.46 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC08-46**.

Questions d'un recruteur

1. Pourquoi les condensateurs de liaison et de découplage sont-ils utilisés ?
2. Je veux le dessin d'un ampli PDT avec la forme des signaux et l'explication de leurs propriétés.
3. Expliquez ce que signifie *fonctionnement petit signal*. Mettez des schémas dans votre explication.
4. Pourquoi est-il important de fixer le point de polarisation du transistor au milieu de la droite de charge AC ?

5. Comparez et différenciez les condensateurs de liaison et de découplage.
6. Dessinez un ampli PDT puis dites-moi comment il fonctionne. Le gain en tension et l'impédance d'entrée doivent être inclus dans votre exposé.
7. Dessinez un ampli stabilisé. Quels sont le gain en tension et l'impédance d'entrée ? Pourquoi le gain est-il stabilisé ?
8. Quelles sont les trois améliorations apportées par la réaction négative dans un amplificateur ?
9. Quels sont les effets d'une résistance de stabilisation sur le gain en tension ?
10. Quelles sont les caractéristiques souhaitables pour un amplificateur audio et pourquoi ?

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|--------|
| 1. a) | 9. c) | 17. c) | 25. d) | 33. a) |
| 2. b) | 10. c) | 18. b) | 26. c) | 34. b) |
| 3. c) | 11. b) | 19. b) | 27. c) | 35. c) |
| 4. c) | 12. d) | 20. c) | 28. b) | 36. b) |
| 5. a) | 13. b) | 21. a) | 29. c) | 37. a) |
| 6. d) | 14. b) | 22. c) | 30. c) | |
| 7. b) | 15. d) | 23. b) | 31. b) | |
| 8. b) | 16. b) | 24. c) | 32. a) | |

Avez-vous compris ?

- | | |
|---|--|
| 8.1 $C = 1 \mu\text{F}$. | 8.8 $V_{\text{out}} = 277 \text{ mV}$. |
| 8.2 $C = 33 \mu\text{F}$. | 8.9 $V_{\text{out}} = 226 \text{ mV}$. |
| 8.3 $i_{e(pp)} = 86,7 \mu\text{A}_{pp}$. | 8.10 $V_{\text{out}} = 167 \text{ mV}$. |
| 8.6 $r'_e = 28,8 \Omega$. | 8.11 $V_{\text{out}} = 547 \text{ mV}$. |
| 8.7 $A_v = 104$. | 8.12 Les valeurs sont à peu près équivalentes. |

Les amplificateurs à plusieurs étages, collecteur et commun

9

Objectifs

- Tracer le schéma d'un ampli EC à deux étages.
- Tracer le schéma d'un montage émetteur suiveur et décrire ses avantages.
- Analyser un émetteur suiveur en AC et DC.
- Décrire l'objectif d'amplis EC et CC en cascade.
- Poser les avantages d'un transistor Darlington.
- Dessiner le schéma d'un suiveur Zener et expliquer comment il permet d'augmenter le courant dans la charge d'un régulateur Zener.
- Analyser un ampli base commune en AC et DC.
- Comparer les caractéristiques des amplis EC, CC et BC.
- Dépanner un amplificateur à plusieurs étages.

Vocabulaire

Amplificateur multi-étages	Amplificateur base commune (BC)	Couplage direct Darlington	Montage Darlington
Gain total de l'amplificateur	Amplificateur collecteur commun (CC)	complémentaire	Paire Darlington
Réaction à deux étages		Émetteur suiveur	Stabilisateur Zener
		Cascade	Tampon
			Transistor Darlington

En quelques mots

Lorsque la résistance de charge est petite devant la résistance de collecteur, le gain en tension de l'étage EC devient faible parce qu'il est *surchargé*. Un remède à ce problème consiste à utiliser un amplificateur collecteur-commun (CC) ou *montage émetteur-suiveur*. Ce type d'amplificateur possède une impédance d'entrée importante et supporte des résistances de charge très faibles.

Ce chapitre analyse les amplificateurs à plusieurs étages, les amplis Darlington, la régulation de tension ainsi que les amplificateurs BC.

9.1 Amplificateurs à plusieurs étages

Pour obtenir plus de gain en tension, on crée un **amplificateur multi-étages** en mettant en **cascade** deux ou plusieurs étages. Cela consiste à utiliser la sortie du premier étage comme entrée du deuxième, puis la sortie du deuxième comme entrée du troisième, et ainsi de suite.

La figure 9.1a représente un ampli à deux étages. Le signal amplifié et inversé du premier étage est appliqué sur la base du second étage. La sortie amplifiée et inversée de ce dernier est alors transmise sur la résistance de charge. Le signal sur celle-ci est en phase avec le signal d'entrée ; chaque étage déphase de 180° , les deux de 360° , ce qui revient à 0° (en phase).

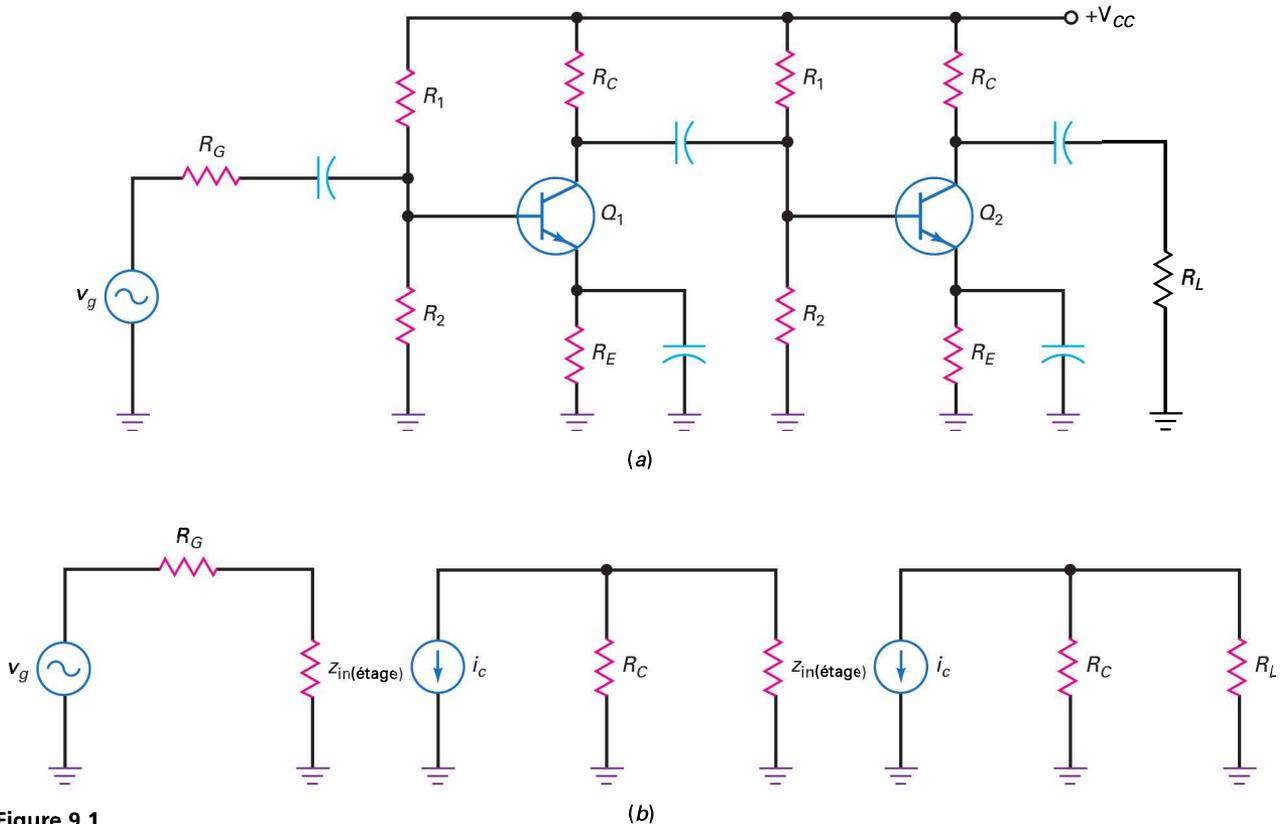


Figure 9.1
(a) Ampli à deux étages ;
(b) circuit équivalent AC.

9.1.1 Gain en tension du premier étage

Le circuit équivalent en alternatif se trouve sur la figure 9.1b. Remarquez que l'impédance d'entrée du second étage charge la sortie du premier étage. Autrement dit, l'impédance z_{in} du second étage se trouve en parallèle avec la résistance R_C du premier transistor. Donc la résistance de collecteur en alternatif du premier étage vaut :

$$r_c = R_C \parallel z_{in(\text{étage})}$$

Le gain en tension du premier étage vaut :

$$A_{v_1} = \frac{R_C \parallel z_{in(\text{étage})}}{r'_e}$$

9.1.2 Gain en tension du second étage

La résistance de collecteur en alternatif du second étage est :

$$r_c = R_C \parallel R_L$$

et le gain en tension :

$$A_{v_2} = \frac{R_C \parallel R_L}{r'_e}$$

9.1.3 Gain en tension total

Le **gain total de l'amplificateur** est donné par le produit des gains individuels :

$$A_v = (A_{v_1})(A_{v_2}) \quad (9.1)$$

Par exemple, si chaque étage a un gain de 50, le gain en tension total est 2 500.

Question 9.1

Quelle est la tension collecteur du premier étage de la figure 9.2 ? Quelle est la tension AC de sortie sur la résistance de charge ?

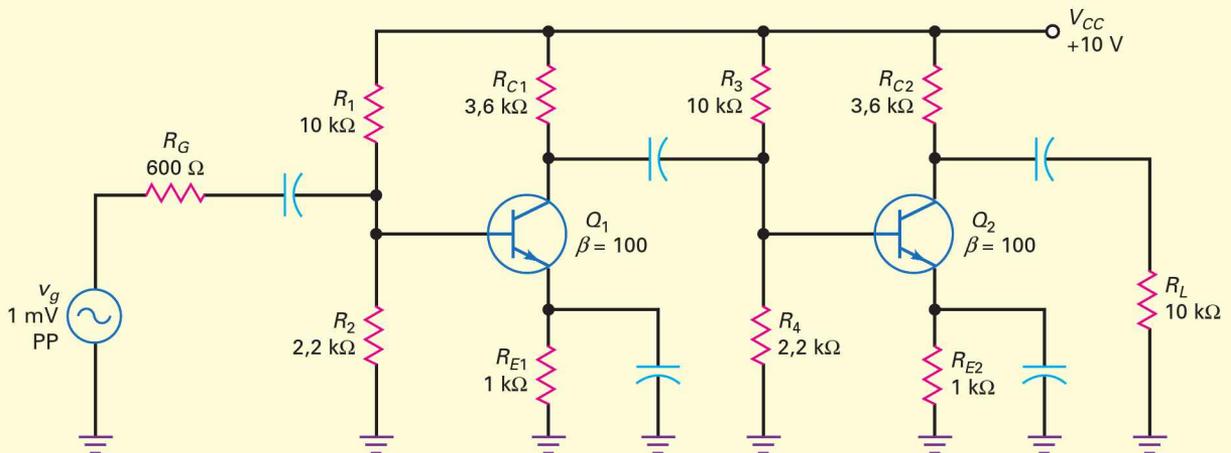


Figure 9.2

Réponse Les premiers calculs donnent :

$$V_B = 1,8 \text{ V} \quad V_E = 1,1 \text{ V} \quad V_{CE} = 4,94 \text{ V}$$

$$I_E = 1,1 \text{ mA} \quad r'_e = 22,7 \text{ } \Omega$$

L'impédance d'entrée de la première base vaut :

$$z_{in(\text{base})} = (100)(22,7 \text{ } \Omega) = 2,27 \text{ k}\Omega$$

L'impédance d'entrée du premier étage est :

$$z_{in(\text{étage})} = 10 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 2,27 \text{ k}\Omega = 1 \text{ k}\Omega$$

Le signal d'entrée sur la première base vaut :

$$v_{in} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{600 \text{ } \Omega + 1 \text{ k}\Omega} 1 \text{ mV} = 0,625 \text{ mV}$$

L'impédance d'entrée du second étage est la même que celle du premier étage :

$$z_{\text{in(étage)}} = 10 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 2,27 \text{ k}\Omega = 1 \text{ k}\Omega$$

Cette dernière étant l'impédance de charge du premier étage, la résistance de collecteur AC du premier étage devient :

$$r_c = 3,6 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega = 783 \Omega$$

Le gain en tension du premier étage est alors :

$$A_{v_1} = \frac{783 \Omega}{22,7 \Omega} = 34,5$$

Donc la tension AC sur le collecteur du premier étage est :

$$v_c = A_{v_1} v_{\text{in}} = (34,5)(0,625 \text{ mV}) = 21,6 \text{ mV}$$

La résistance de collecteur AC du second étage vaut :

$$r_c = 3,6 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega = 2,65 \text{ k}\Omega$$

et le gain en tension :

$$A_{v_2} = \frac{2,65 \text{ k}\Omega}{22,7 \Omega} = 117$$

Donc, la tension AC de sortie appliquée sur la résistance de charge devient :

$$v_{\text{out}} = A_{v_2} v_{b2} = (117)(21,6 \text{ mV}) = 2,52 \text{ V}$$

Une autre méthode pour calculer la tension de sortie finale consiste à utiliser le gain en tension total :

$$A_v = (34,5)(117) = 4\,037$$

La tension AC sur la résistance de charge à la sortie est :

$$v_{\text{out}} = A_v v_{\text{in}} = (4\,037)(0,625 \text{ mV}) = 2,52 \text{ V}$$

9.1 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 9.2, faire passer la résistance de charge du deuxième étage de $10 \text{ k}\Omega$ à $6,8 \text{ k}\Omega$ et calculer la tension de sortie finale.

Question 9.2

Quelle est la tension de sortie dans la figure 9.3 si $\beta = 200$? Ignorer r'_e dans les calculs.

Réponse Le premier étage a les valeurs suivantes :

$$z_{\text{in(base)}} = \beta r_e = (200)(180 \Omega) = 36 \text{ k}\Omega$$

L'impédance d'entrée de l'étage est :

$$z_{\text{in(étage)}} = 10 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 36 \text{ k}\Omega = 1,71 \text{ k}\Omega$$

La tension d'entrée sur la première base est :

$$v_{\text{in}} = \frac{1,71 \text{ k}\Omega}{600 \Omega + 1,71 \text{ k}\Omega} 1 \text{ mV} = 0,74 \text{ mV}$$

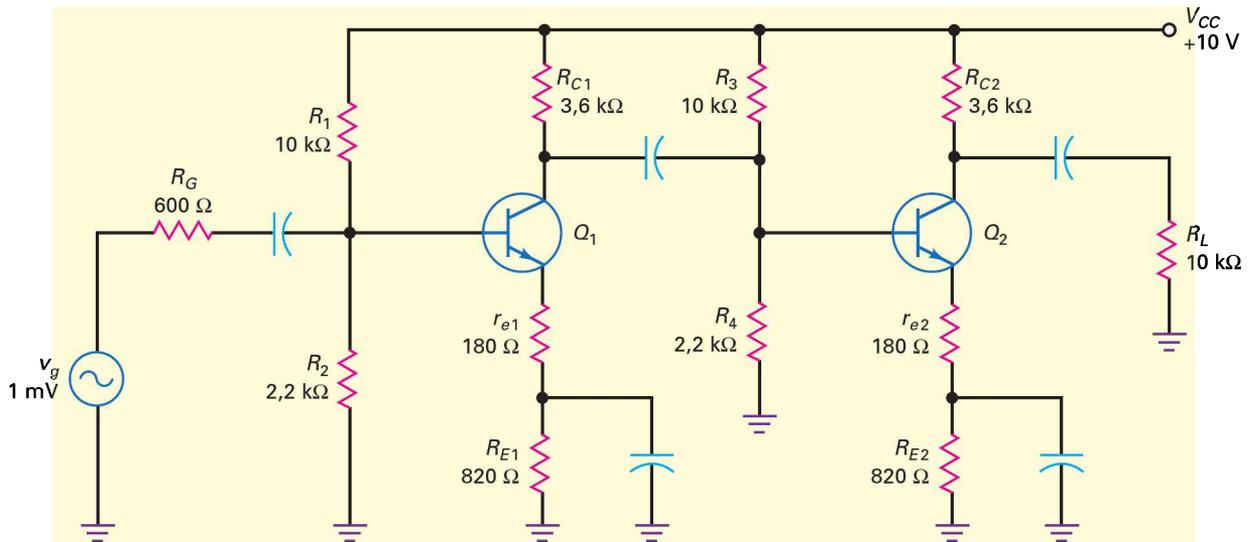


Figure 9.3
Exemple d'ampli stabilisé
à deux étages.

L'impédance d'entrée du second étage est la même que celle du premier étage :
 $z_{in(\text{étage})} = 1,71 \text{ k}\Omega$. La résistance collecteur AC du premier étage est :

$$r_c = 3,6 \text{ k}\Omega \parallel 1,71 \text{ k}\Omega = 1,16 \text{ k}\Omega$$

et le gain en tension du premier étage est :

$$A_{v_1} = \frac{1,16 \text{ k}\Omega}{180 \Omega} = 6,44$$

La tension AC amplifiée et inversée sur le premier collecteur et la seconde base est :

$$v_c = (6,44)(0,74 \text{ mV}) = 4,77 \text{ mV}$$

La résistance collecteur du second étage est :

$$r_c = R_C \parallel R_L = 3,6 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega = 2,65 \text{ k}\Omega$$

On a donc un gain en tension de :

$$A_{v_2} = \frac{2,65 \text{ k}\Omega}{180 \Omega} = 14,7$$

La tension de sortie finale est égale à :

$$v_{out} = (14,7)(4,77 \text{ mV}) = 70 \text{ mV}$$

Une autre manière de calculer la tension de sortie est d'utiliser le gain en tension total :

$$A_v = (A_{v_1})(A_{v_2}) = (6,44)(14,7) = 95$$

puis :

$$v_{out} = A_v v_{in} = (95)(0,74 \text{ mV}) = 70 \text{ mV}$$

9.2 La réaction à deux étages

L'amplificateur stabilisé est un exemple de réaction dans un montage à un seul étage. Il fonctionne correctement pour stabiliser le gain en tension, augmenter l'impédance d'entrée et diminuer la distorsion. Cependant, la **réaction à deux étages** est bien meilleure.

9.2.1 Concept fondamental

La figure 9.4 illustre un amplificateur à deux étages avec réaction. Le premier étage possède une résistance d'émetteur non découplée r_e . Ce premier étage est souvent appelé préamplificateur. Il est utilisé pour récupérer le signal d'entrée depuis la source, sans charger celle-ci, et de passer le signal au second étage pour poursuivre l'amplification. Le second étage est un étage EC avec l'émetteur à la masse en régime alternatif pour obtenir un gain maximal. Le signal de sortie est couplé au premier émetteur par une résistance de réaction r_f . À cause du diviseur de tension, la tension alternative entre le premier émetteur et la masse est :

$$v_e = \frac{r_e}{r_f + r_e} v_{out}$$

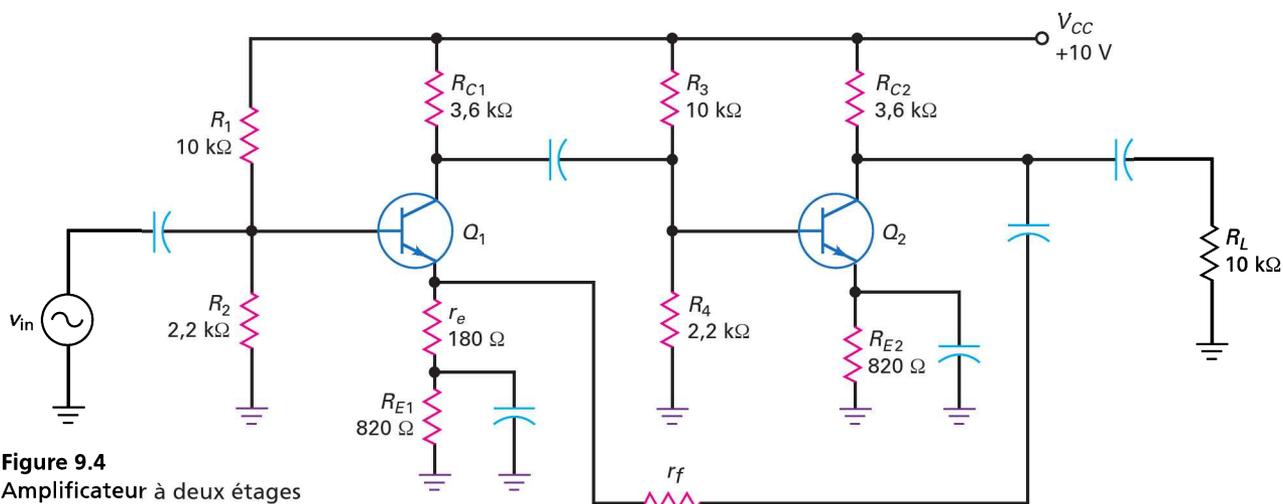


Figure 9.4
Amplificateur à deux étages
avec réaction.

Voici donc le principe de base du fonctionnement de la réaction à deux étages. Supposons qu'une augmentation de la température entraîne un accroissement de la tension de sortie. Puisqu'une partie de celle-ci est ramenée sur le premier émetteur, v_e augmente. Cela diminue v_{be} , diminue la tension d'entrée v_e du premier étage et diminue la tension de sortie v_{out} . Inversement, si la tension de sortie diminue, v_{be} et v_{out} augmentent.

Dans chaque cas, tout essai de changement de la tension de sortie est ramené et amplifié pour s'opposer au changement original. Le résultat final est une tension de sortie qui évolue nettement moins que dans le cas du montage sans réaction.

9.2.2 Gain en tension

Le gain en tension d'un ampli à deux étages avec contre-réaction bien réalisé s'écrit :

$$A_v = \frac{r_f}{r_e} + 1 \quad (9.2)$$

Dans la plupart des conceptions, le premier terme de l'équation est nettement plus grand que 1, donc la relation se simplifie :

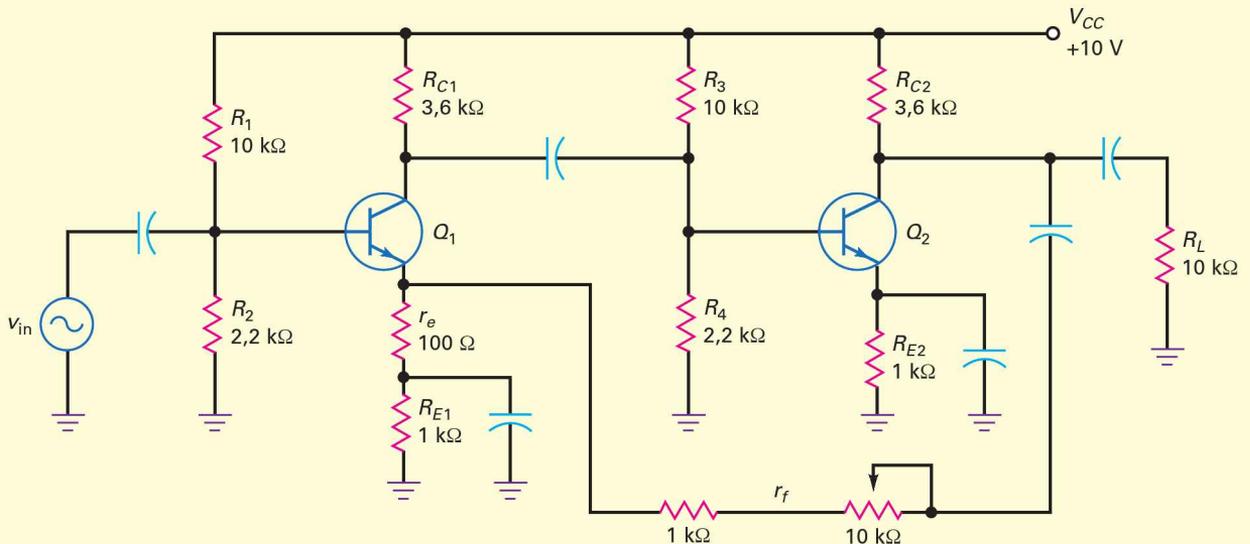
$$A_v = \frac{r_f}{r_e}$$

Quand nous étudierons les amplis op, nous analyserons en détail la réaction négative. Ainsi, vous verrez ce que veut dire l'expression *ampli à contre-réaction bien conçu*.

Ce qu'il faut retenir de la relation (9.2) est que le gain en tension dépend des résistances externes r_f et r_e . Or elles ont des valeurs stables, donc le gain en tension est stable.

Question 9.3

Une résistance variable de 0 à 10 k Ω est utilisée dans la figure 9.5. Quel est le gain en tension minimal de l'ampli à deux étages ? Le gain maximal ?



Réponse La résistance de réaction r_f est la somme de 1 k Ω et de la résistance variable. Le gain en tension minimal correspond à la résistance variable nulle :

$$A_v = \frac{r_f}{r_e} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{100 \Omega} = 10$$

Le gain en tension maximal correspond à une résistance variable de 10 k Ω :

$$A_v = \frac{r_f}{r_e} = \frac{11 \text{ k}\Omega}{100 \Omega} = 110$$

9.3 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 9.5, quelle valeur faut-il donner à la résistance variable pour obtenir un gain en tension de 50 ?

Question 9.4

Comment modifier le circuit de la figure 9.5 pour obtenir un préampli de microphone portable ?

Figure 9.5
Exemple de réaction dans un montage à deux étages.

Réponse Remplacer l'alimentation 10 V par une pile 9 V et un commutateur marche/arrêt, et connecter le jack du micro à l'entrée du préampli. Le microphone doit être du type dynamique basse impédance. Si un microphone à électret est utilisé, il est nécessaire de l'alimenter avec une batterie 9 V et une résistance en série. Pour obtenir une bonne réponse aux basses fréquences, les condensateurs de liaison et de découplage doivent avoir une faible réactance capacitive. On peut utiliser des condensateurs de liaison de 47 μF et des condensateurs de découplage de 100 μF . La charge de sortie de 10 $\text{k}\Omega$ peut être changée en un potentiomètre 10 $\text{k}\Omega$, ce qui permet de faire varier le niveau de sortie. La sortie doit pouvoir piloter les entrées « line/CD/aux/tape » d'un ampli stéréo de salon. Consultez votre documentation pour en avoir les caractéristiques, placez tous les composants dans un boîtier métallique et utilisez des câbles blindés pour réduire le bruit externe et les interférences.

9.3 L'amplificateur émetteur-suiveur

L'**émetteur-suiveur** est aussi appelé **amplificateur collecteur commun** (CC). Le signal d'entrée est appliqué sur la base et le signal de sortie est pris sur l'émetteur.

9.3.1 Concept fondamental

La figure 9.6a illustre un émetteur suiveur. Le collecteur étant à la masse AC, le montage est un collecteur commun (CC). La tension d'entrée est appliquée sur la base, elle donne un courant émetteur AC qui crée la tension AC sur la résistance d'émetteur. Cette tension est ensuite appliquée à la résistance de charge.

La figure 9.6b montre la tension totale entre la base et la masse. Elle présente une composante DC et une composante AC. Comme on peut le voir, la tension AC d'entrée s'ajoute à la tension DC de polarisation V_{BQ} . De même, la figure 9.6c représente la tension totale entre l'émetteur et la masse. Cette fois, la tension AC s'ajoute à la tension DC de polarisation d'émetteur V_{EQ} .

La tension émetteur AC est appliquée sur la résistance de charge, cette tension de sortie est un signal exclusivement AC (figure 9.6d). Elle est en phase et approximativement égale à la tension d'entrée. La tension de sortie suit la tension d'entrée, c'est la raison pour laquelle ce montage s'appelle *émetteur-suiveur*.

Comme il n'y a pas de résistance de collecteur, la tension entre le collecteur et la masse est celle de l'alimentation. En mesurant cette tension avec un oscilloscope, vous observez une constante (figure 9.6e) car le collecteur est à la masse AC.

9.3.2 Réaction négative

Comme l'amplificateur stabilisé, l'émetteur-suiveur utilise la contre-réaction. Mais dans ce dernier, la rétroaction est importante car la résistance de retour est égale à toute la résistance d'émetteur. Par conséquent, le gain en tension est ultra-stable, la distorsion est quasi inexistante, et l'impédance d'entrée de la base est très importante. À cause de ces caractéristiques, l'émetteur suiveur est souvent utilisé comme un préamplificateur. En contrepartie, le gain en tension possède la valeur maximale 1.

Bon à Savoir

Dans certains circuits émetteur-suiveur, une petite résistance de collecteur est utilisée pour limiter le courant collecteur DC dans le transistor en cas de court-circuit entre l'émetteur et la masse. Si une petite résistance R_c est utilisée, le collecteur aura un condensateur shunt vers la masse. La petite valeur de R_c n'aura qu'une faible incidence sur le fonctionnement DC du circuit et aucune incidence sur son fonctionnement AC.

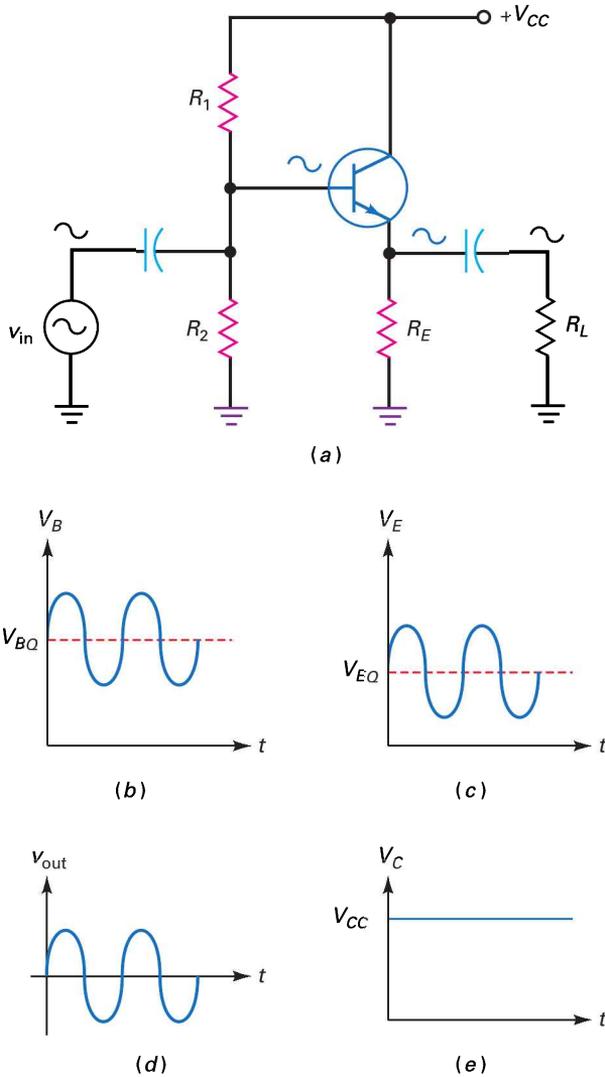


Figure 9.6
Émetteur suiveur et signaux.

9.3.3 Résistance d'émetteur AC

Sur la figure 9.6a, le signal sortant voit R_E en parallèle avec R_L . On définit la résistance d'émetteur AC :

$$r_e = R_E \parallel R_L \quad (9.3)$$

Cette résistance d'émetteur AC externe est différente de la résistance AC de l'émetteur r'_e (résistance de la diode émetteur en régime alternatif).

9.3.4 Gain en tension

La figure 9.7a représente le schéma équivalent en alternatif avec le modèle en T. La loi d'Ohm donne les deux équations suivantes :

$$\begin{aligned} v_{out} &= i_e r_e \\ v_{in} &= i_e (r_e + r'_e) \end{aligned}$$

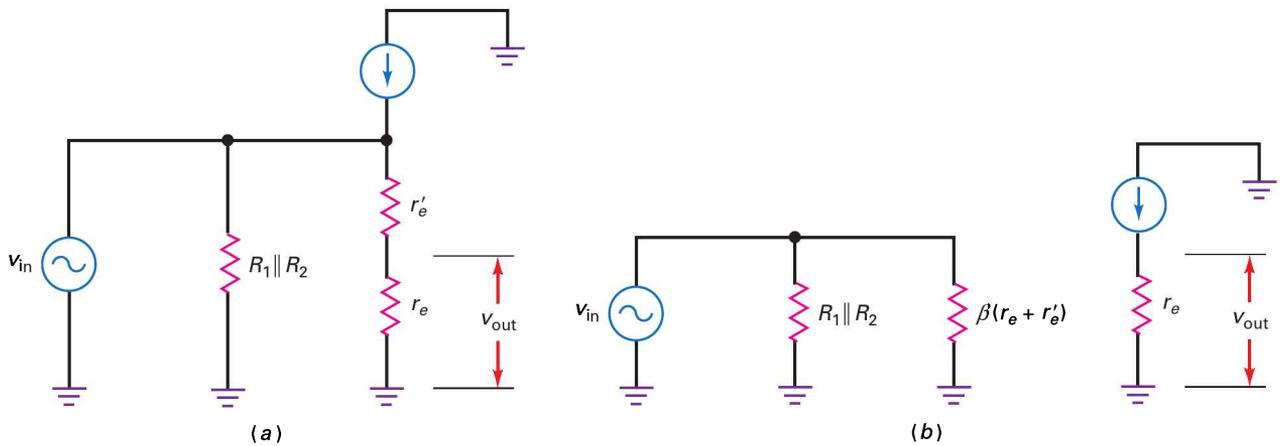


Figure 9.7
Schéma équivalent en alternatif
d'un émetteur suiveur.

En divisant la première relation par la seconde, on obtient le gain en tension :

$$A_v = \frac{r_e}{r_e + r'_e} \quad (9.4)$$

Généralement, r_e est plus grand que r'_e , et le gain vaut approximativement 1. C'est cette valeur qui est utilisée en première analyse ou en dépannage.

Pourquoi un émetteur suiveur est-il appelé *amplificateur* puisque son gain est seulement égal à 1 ? Parce que le gain en courant est β . L'étage près de la sortie doit produire plus de courant car la charge finale est généralement de faible impédance. L'émetteur suiveur est capable de fournir un courant important sur les faibles impédances de charge. Bref, il n'est pas un amplificateur de tension, mais un amplificateur de courant.

9.3.5 Impédance d'entrée de la base

La figure 9.7b montre le circuit équivalent en alternatif avec le modèle en π du transistor. Uniquement pour l'impédance de la base, le fonctionnement est identique à celui de l'ampli stabilisé. Le gain en courant multiplie la résistance totale d'émetteur par un facteur β et la formule est identique :

$$z_{\text{in(base)}} = \beta(r_e + r'_e) \quad (9.5)$$

En dépannage, on peut supposer que r_e est beaucoup plus grand que r'_e : l'impédance d'entrée est de l'ordre de βr_e .

L'accroissement de l'impédance d'entrée est l'avantage majeur de l'émetteur suiveur. Les petites résistances de charge qui auraient surchargé un émetteur commun sont maintenant acceptables grâce à cette forte augmentation de l'impédance d'entrée.

9.3.6 Impédance d'entrée de l'étage

Quand la source AC n'est pas constante, une partie du signal AC est perdue dans la résistance interne. Pour évaluer l'effet de cette résistance, vous avez besoin de l'impédance d'entrée de l'étage, donnée par :

$$z_{\text{in(étage)}} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + r'_e) \quad (9.6)$$

Avec cette impédance et la résistance de la source, vous pouvez utiliser le diviseur de tension pour déterminer la tension d'entrée appliquée sur la base. Les calculs sont les mêmes que ceux des chapitres précédents.

Bon à Savoir

Dans la figure 9.8, les résistances de polarisation R_1 et R_2 abaissent z_{in} à une valeur proche de celle d'un amplificateur CE surchargé. Cet inconvénient est évité dans la plupart des conceptions à émetteur suiveur simplement en n'utilisant pas les résistances de polarisation R_1 et R_2 . L'alternative est de polariser en continu l'émetteur suiveur par l'étage qui attaque l'émetteur suiveur.

Question 9.5

Quelle est l'impédance d'entrée de la base dans la figure 9.8 si $\beta = 200$? Quelle est l'impédance d'entrée de l'étage ?

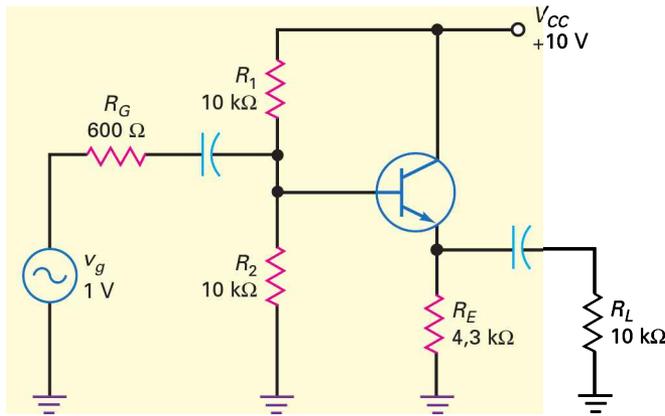


Figure 9.8

Réponse Du fait des deux résistances de $10\text{ k}\Omega$ du diviseur, la tension sur la base est égale à la moitié de la tension d'alimentation, soit 5 V . La tension émetteur est égale à $5\text{ V} - 0,7\text{ V}$, soit $4,3\text{ V}$. Le courant émetteur DC vaut $4,3\text{ V}$ divisé par $4,3\text{ k}\Omega$, soit 1 mA . La résistance AC de l'émetteur est alors :

$$r'_e = \frac{25\text{ mV}}{1\text{ mA}} = 25\ \Omega$$

La résistance AC dans la branche émetteur est R_E en parallèle avec R_L , soit :

$$r_e = 4,3\text{ k}\Omega \parallel 10\text{ k}\Omega = 3\text{ k}\Omega$$

Comme le transistor possède le gain en courant 200 , l'impédance d'entrée de la base est :

$$z_{\text{in}(\text{base})} = 200(3\text{ k}\Omega + 25\ \Omega) = 605\text{ k}\Omega$$

Elle se retrouve en parallèle avec les deux résistances de polarisation ; l'impédance d'entrée de l'étage vaut :

$$z_{\text{in}(\text{étage})} = 10\text{ k}\Omega \parallel 10\text{ k}\Omega \parallel 605\text{ k}\Omega = 4,96\text{ k}\Omega$$

Or $605\text{ k}\Omega$ est beaucoup plus grand que $5\text{ k}\Omega$; la résistance d'entrée de l'étage est généralement assimilée à la résistance équivalente du pont de polarisation :

$$z_{\text{in}(\text{étage})} = 10\text{ k}\Omega \parallel 10\text{ k}\Omega = 5\text{ k}\Omega$$

9.5 Avez-vous compris ? Quelle sera l'impédance d'entrée de la base et celle de l'étage (figure 9.8) si β passe à 100 ?

Question 9.6

Si $\beta = 200$, quelle est la tension d'entrée AC de l'émetteur suiveur de la figure 9.8 ?

Réponse La figure 9.9 représente le circuit équivalent en alternatif. La tension base se situe aux bornes de z_{in} . Comme celle-ci est importante par rapport à

l'impédance du générateur, la presque totalité de la tension est sur la base. Selon le théorème du diviseur de tension, on a :

$$v_{in} = \frac{5 \text{ k}\Omega}{5 \text{ k}\Omega + 600 \Omega} \times 1 \text{ V} = 0,893 \text{ V}$$

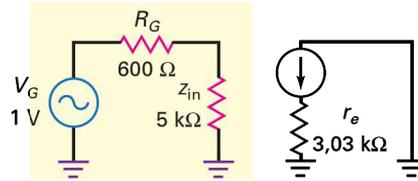


Figure 9.9

9.6 Avez-vous compris ? Si β passe à 100, quelle sera la tension d'entrée AC de l'émetteur-suiveur (figure 9.8) ?

III Multisim

Question 9.7

Quel est le gain en tension de l'émetteur suiveur de la figure 9.10 ? Si $\beta = 150$, que vaut la tension AC sur la charge ?

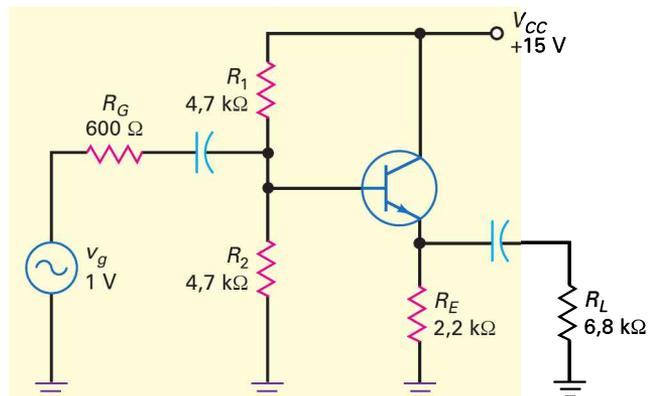


Figure 9.10

Réponse La tension DC sur la base est égale à la moitié de la tension de la source :

$$V_B = 7,5 \text{ V}$$

Le courant émetteur DC est :

$$I_E = \frac{6,8 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega} = 3,09 \text{ mA}$$

et la résistance AC de la diode émetteur vaut :

$$r_e' = \frac{25 \text{ mV}}{3,09 \text{ mA}} = 8,09 \Omega$$

La résistance externe d'émetteur est :

$$r_e = 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 6,8 \text{ k}\Omega = 1,66 \text{ k}\Omega$$

Le gain en tension vaut :

$$A_v = \frac{1,66 \text{ k}\Omega}{1,66 \text{ k}\Omega + 8,09 \Omega} = 0,995$$

L'impédance d'entrée de la base est :

$$z_{\text{in}(\text{base})} = 150(1,66 \text{ k}\Omega + 8,09 \Omega) = 250 \text{ k}\Omega$$

C'est nettement plus que les résistances de polarisation. Avec une bonne précision, l'impédance d'entrée de l'émetteur suiveur vaut :

$$z_{\text{in}(\text{étage})} = 4,7 \text{ k}\Omega \parallel 4,7 \text{ k}\Omega = 2,35 \text{ k}\Omega$$

La tension AC d'entrée devient :

$$v_{\text{in}} = \frac{2,35 \text{ k}\Omega}{600 \Omega + 2,35 \text{ k}\Omega} 1 \text{ V} = 0,797 \text{ V}$$

La tension AC de sortie est alors :

$$v_{\text{out}} = 0,995(0,797 \text{ V}) = 0,793 \text{ V}$$

9.7 Avez-vous compris ? Reprendre la question 9.7 en prenant pour R_G une valeur de 50Ω .

9.4 L'impédance de sortie

L'impédance de sortie d'un amplificateur est la même que son impédance de Thévenin. L'une des qualités de l'émetteur-suiveur est sa faible impédance de sortie.

Le transfert maximal de la puissance s'effectue quand l'impédance de la charge est *adaptée* (égale) à celle de la source (impédance de Thévenin). Parfois, si la puissance maximale sur la charge est nécessaire, on adapte cette impédance de charge avec l'impédance de sortie de l'émetteur-suiveur. Par exemple, la faible impédance d'un haut-parleur peut être adaptée à l'impédance de sortie pour récolter la puissance maximale.

9.4.1 Concept fondamental

La figure 9.11a illustre un générateur relié à un amplificateur. Si la source n'est pas constante, un peu de tension AC est perdue sur la résistance interne R_G . Dans ce cas, il faut analyser le diviseur de tension (figure 9.11b) pour obtenir la tension d'entrée v_{in} .

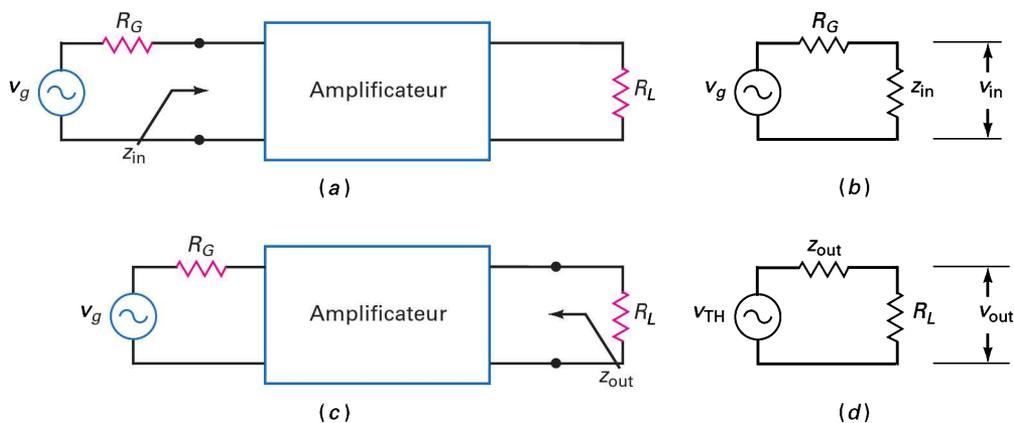


Figure 9.11 Impédances d'entrée et de sortie.

Pour la sortie, on utilise un raisonnement identique. On applique le théorème de Thévenin sur les bornes de sortie de la figure 9.11c ; vu de l'extérieur, on obtient l'impédance de sortie z_{out} . Dans le circuit équivalent de Thévenin, elle constitue un diviseur de tension avec la résistance de charge (figure 9.11d). Si z_{out} est nettement plus faible que R_L , la source de sortie est constante et $v_{out} = v_{TH}$.

9.4.2 Amplificateur EC

La figure 9.12a représente le circuit équivalent d'un amplificateur EC vu de la sortie. Quand nous appliquons le théorème de Thévenin, nous obtenons le schéma de la figure 9.12b. La résistance de sortie associée à la résistance de charge est R_C . Or, le gain en tension de l'ampli EC dépend de R_C , elle ne peut donc pas être trop petite pour ne pas diminuer le gain. En d'autres termes, il est très difficile d'obtenir une faible impédance de sortie avec un ampli émetteur commun ; l'ampli EC n'est donc pas approprié pour les faibles résistances de charge.

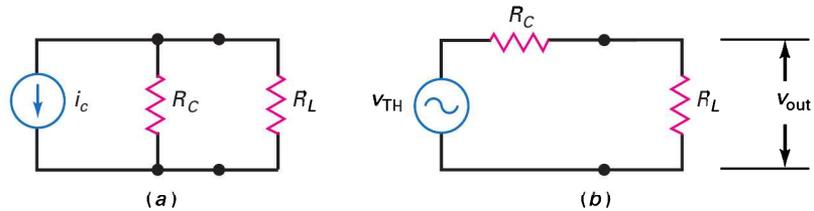


Figure 9.12
Impédance de sortie
d'un étage EC.

Bon à Savoir

Des transformateurs peuvent aussi être utilisés pour équilibrer les impédances entre la source et la charge. Pour le transformateur,

$$z_{in} = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 R_L$$

9.4.3 Amplificateur émetteur-suiveur

Quand nous appliquons le théorème de Thévenin au point A du schéma équivalent en alternatif de l'émetteur suiveur (figure 9.13a), nous obtenons la figure 9.13b. L'impédance de sortie est beaucoup plus faible que celle de l'émetteur commun :

$$z_{out} = R_E \parallel \left(r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \right) \quad (9.7)$$

L'impédance du circuit de base est $R_G \parallel R_1 \parallel R_2$. Le gain en courant du transistor diminue cette valeur d'un facteur β . L'effet est identique à celui de l'ampli stabilisé, sauf que l'on part de la base pour aller vers l'émetteur. On obtient alors une diminution de l'impédance au lieu d'un accroissement. La faible impédance $(R_G \parallel R_1 \parallel R_2)/\beta$ se trouve en série avec r'_e , comme l'indique la relation (9.7).

9.4.4 Fonctionnement idéal

Dans certaines réalisations, les résistances de polarisation et la résistance AC de la diode émetteur deviennent négligeables. Dans ces conditions, l'impédance de sortie de l'émetteur suiveur vaut approximativement :

$$z_{out} = \frac{R_G}{\beta} \quad (9.8)$$

Cela fait ressortir le principe de base de l'émetteur suiveur : il diminue l'impédance de la source AC d'un facteur β . Il nous permet de réaliser des sources à tension constante. Plutôt que d'optimiser la puissance sur la charge en réalisant une source de tension constante :

$$z_{out} = R_L \quad (\text{source de tension constante})$$

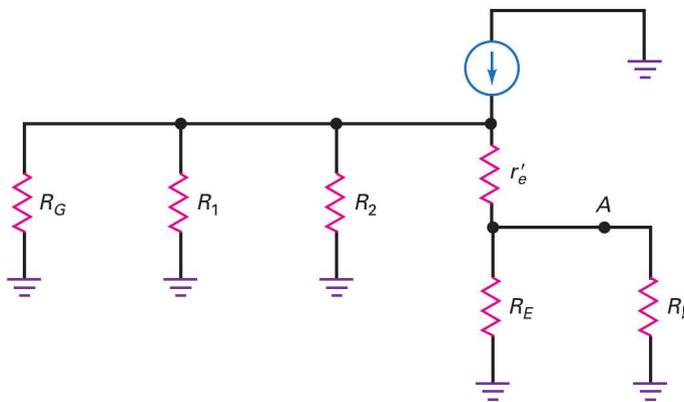
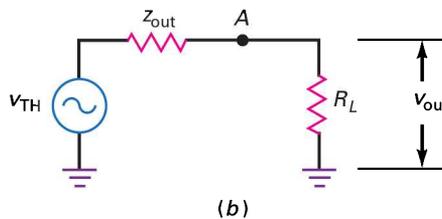


Figure 9.13
Impédance de sortie
d'un émetteur suiveur.



le concepteur peut préférer optimiser la puissance délivrée sur la charge avec la condition :

$$z_{\text{out}} = R_L \quad (\text{adaptation d'impédance})$$

De cette façon, un émetteur suiveur délivre le maximum de puissance sur la faible impédance présentée par un haut-parleur. En supprimant l'effet de R_L sur la tension de sortie, le circuit agit comme un tampon entre l'entrée et la sortie.

La relation (9.8) est une formule théorique. Elle donne une valeur approchée de l'impédance de sortie, une estimation suffisante pour le dépannage ou l'analyse préliminaire dans le cas des circuits discrets. Si nécessaire, vous pouvez utiliser la relation (9.7) pour obtenir une valeur précise de l'impédance de sortie.

Question 9.8

Estimez l'impédance de sortie de l'émetteur suiveur représenté par la figure 9.14a.

Réponse Idéalement, l'impédance de sortie est égale à la résistance du générateur divisée par le gain en courant du transistor :

$$z_{\text{out}} = \frac{600 \, \Omega}{300} = 2 \, \Omega$$

La figure 9.14b représente le circuit équivalent de la sortie. L'impédance de sortie est beaucoup plus petite que la résistance de charge et la plus grande partie du signal se trouve sur cette dernière. La source de sortie (figure 9.14b) est presque constante car le rapport résistance de charge sur résistance de source est égal à 50.

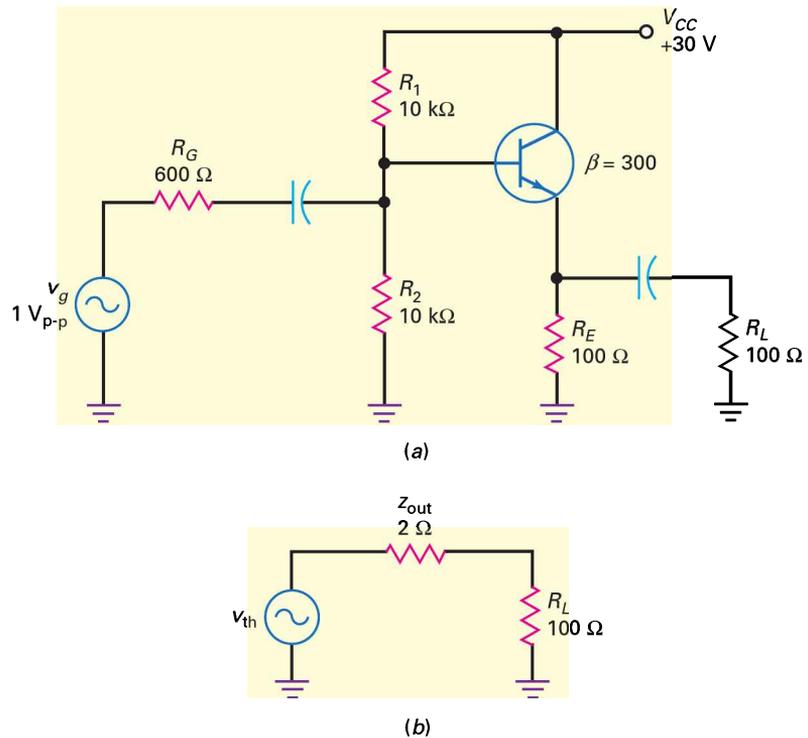


Figure 9.14

9.8 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 9.14, faire passer la résistance de source à 1 kΩ et trouver la valeur approximative de z_{out} .

Question 9.9

Calculez l'impédance de sortie du montage de la figure 9.14a en utilisant l'équation (9.7).

Réponse La tension base au repos est approximativement :

$$V_{BQ} = 15 \text{ V}$$

En négligeant la tension V_{BE} , le courant émetteur au repos est :

$$I_{EQ} = \frac{15 \text{ V}}{100 \Omega} = 150 \text{ mA}$$

La résistance d'émetteur AC est alors :

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{150 \text{ mA}} = 0,167 \Omega$$

L'impédance vue de la base est égale à :

$$R_G \parallel R_1 \parallel R_2 = 600 \Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega = 536 \Omega$$

Le gain en courant réduit cette impédance à :

$$\frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} = \frac{536 \Omega}{300} = 1,78 \Omega$$

Elle se retrouve en série avec r'_e , et l'impédance de l'émetteur vue de l'extérieur est alors :

$$r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} = 0,167 \, \Omega + 1,78 \, \Omega = 1,95 \, \Omega$$

Le tout en parallèle avec la résistance d'émetteur donne :

$$z_{\text{out}} = R_E \parallel \left(r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \right) = 100 \, \Omega \parallel 1,95 \, \Omega = 1,91 \, \Omega$$

Cette réponse précise est très voisine de la réponse idéale $2 \, \Omega$. Cette remarque est valable dans de nombreux cas. Pour tout dépannage ou analyse préliminaire, vous pouvez utiliser la méthode idéale pour estimer l'impédance de sortie.

9.9 Avez-vous compris ? Reprendre la question 9.9 en prenant pour R_G une valeur de $1 \, \text{k}\Omega$.

9.5 Mise en cascade d'amplis EC et CC

Pour illustrer l'action tampon d'un ampli CC, supposons que nous ayons une résistance de charge de $270 \, \Omega$. Si nous essayons de coupler directement la sortie d'un ampli EC à cette résistance, nous risquons de surcharger l'ampli. Pour éviter cela, on peut utiliser un émetteur suiveur entre l'ampli EC et la résistance de charge. On peut avoir un couplage avec capacité ou un **couplage direct** comme c'est le cas à la figure 9.15.

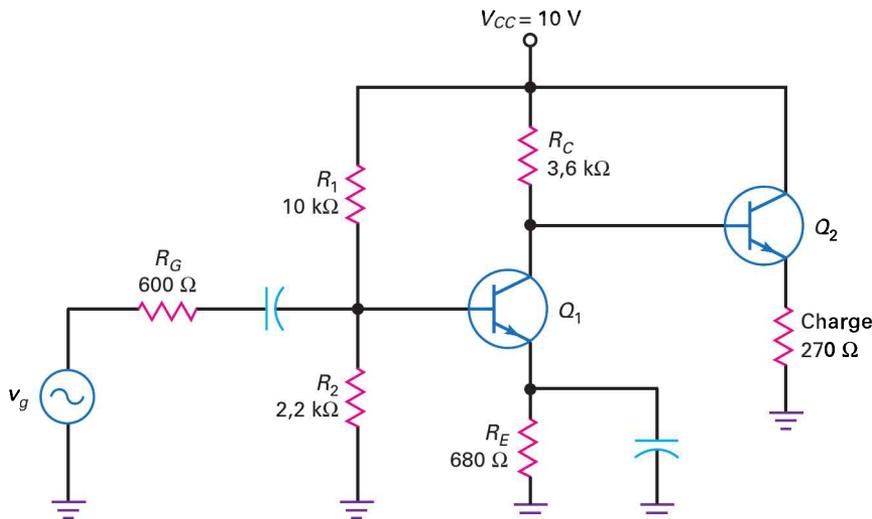


Figure 9.15
Étage de sortie
avec couplage direct.

Comme on le voit, la base du second transistor est directement reliée au collecteur du premier. La tension de collecteur DC du premier transistor est ainsi utilisée pour polariser le second. Si le gain en tension DC du second transistor est 100, la résistance apparente DC à la base du second transistor est $R_{in} = 100 (270 \, \Omega) = 27 \, \text{k}\Omega$.

Cette valeur de $27 \, \text{k}\Omega$ étant grande devant les $3,6 \, \text{k}\Omega$, la tension DC au collecteur du premier étage n'est que peu perturbée.

À la figure 9.15, la tension de sortie amplifiée du premier étage est appliquée à l'émetteur suiveur pour traverser la résistance de charge de 270Ω . Sans l'émetteur suiveur, les 270Ω surchargeraient le premier étage, mais avec l'émetteur suiveur, son effet d'impédance est augmenté d'un facteur β . Au lieu d'apparaître comme 270Ω , elle apparaît comme $27 \text{ k}\Omega$ dans les deux circuits équivalents DC et AC.

Ceci montre comment un émetteur suiveur agit comme **tampon** entre une impédance de sortie élevée et une faible charge.

Ceci montre l'effet de la surcharge d'un ampli EC. Pour obtenir un gain en tension maximum, la résistance de charge doit être beaucoup plus grande que la résistance de collecteur. Nous avons juste le contraire : la résistance de charge (270Ω) est beaucoup plus petite que la résistance de collecteur ($3,6 \text{ k}\Omega$).

||| Multisim

Question 9.10

Quel est le gain en tension de l'étage EC de la figure 9.15 pour un β de 100 ?

Réponse La tension de base de l'étage EC est $1,8 \text{ V}$ et la tension émetteur est $1,1 \text{ V}$. Le courant émetteur est $I_E = \frac{1,1 \text{ V}}{680 \Omega} = 1,61 \text{ mA}$ et la résistance de la diode émetteur est $r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{1,61 \text{ mA}} = 15,5 \Omega$. Nous devons alors calculer

l'impédance d'entrée de l'émetteur suiveur. Puisqu'il n'y a pas de résistances de polarisation, l'impédance d'entrée est égale à l'impédance d'entrée apparente à la base $z_m = (100)(270 \Omega) = 27 \text{ k}\Omega$. La résistance de collecteur de l'ampli EC est $r_c = 3,6 \text{ k}\Omega \parallel 27 \text{ k}\Omega = 3,18 \text{ k}\Omega$ et le gain en tension de cet étage est :

$$A_v = \frac{3,18 \text{ k}\Omega}{15,5 \Omega} = 205$$

9.10 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 9.15, trouver le gain en tension de l'étage EC pour un β de 300.

||| Multisim

Question 9.11

Supposons que l'on ôte l'émetteur suiveur et que l'on utilise une capacité pour coupler le signal AC à la résistance de charge de 270Ω . Que devient le gain en tension de l'ampli EC ?

Réponse La valeur de r'_e reste la même pour l'étage EC : $15,5 \Omega$. Mais la résistance AC collecteur est beaucoup plus faible. La résistance de collecteur est la résistance résultante de $3,6 \text{ k}\Omega$ et 270Ω en parallèle : $r_c = 3,6 \text{ k}\Omega \parallel 270 \Omega = 251 \text{ k}\Omega$.

Comme c'est beaucoup plus faible, le gain en tension diminue et devient

$$A_v = \frac{251 \text{ k}\Omega}{15,5 \Omega} = 16,2$$

9.11 Avez-vous compris ? Reprendre la question 11.7 en utilisant une résistance de charge de 100Ω .

9.6 Le montage Darlington

Un **montage Darlington** est un assemblage de transistors tel que le gain en courant total est le produit des gains de chaque transistor. Puisque ce gain total peut être très important, ce montage peut présenter de très fortes impédances d'entrée et donner de grands courants de sortie. Le montage Darlington est utilisé dans les régulateurs de tension et les amplificateurs de puissance.

9.6.1 La paire Darlington

La figure 9.16a représente une **paire Darlington**. Le courant émetteur du transistor Q_1 est le courant base du transistor Q_2 . Le gain en courant total est :

$$\beta = \beta_1 \beta_2 \quad (9.9)$$

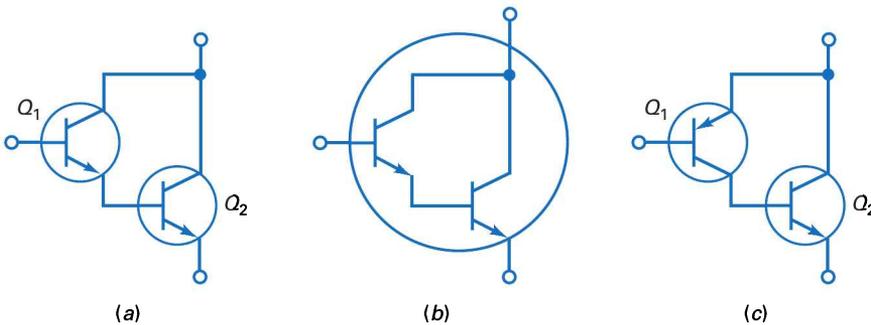


Figure 9.16
(a) Paire Darlington ;
(b) transistor Darlington ;
(c) Darlington complémentaire.

Par exemple, si chaque transistor possède un gain en courant égal à 200, le gain en courant total vaut :

$$\beta = (200)(200) = 40\,000$$

Les constructeurs de composants semi-conducteurs savent réaliser une paire Darlington dans le même boîtier (figure 9.16b). Ce composant, connu sous le nom de **transistor Darlington**, fonctionne comme un transistor unique avec un gain en courant très grand. À titre d'exemple, le transistor 2N6725 possède un gain en courant égal à 25 000 à 200 mA ; le TP102 est un Darlington de puissance, il a un gain en courant égal à 1 000 à 3 A.

C'est ce que montre la fiche technique de la figure 9.17. Notez que ce composant dispose d'un boîtier type TO-220 et comporte des résistances « de shunt » base-émetteur intégrées, ainsi qu'une diode interne. Il doit être tenu compte de ces composants internes lorsque l'on teste le composant avec un ohmmètre.

L'étude d'un circuit utilisant un transistor Darlington est presque identique à celle de l'émetteur suiveur, sauf sur un point : il y a deux transistors, il existe donc deux chutes de tension V_{BE} . Le courant base de Q_2 est le même que le courant émetteur de Q_1 . Aussi, l'impédance d'entrée à la base de Q_1 peut être donnée par $z_{in(base)} \cong \beta_1 \beta_2 r_e$ soit

$$z_{in(base)} \cong r_e \quad (9.10)$$

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR

October 2008

TIP100/TIP101/TIP102

NPN Epitaxial Silicon Darlington Transistor

- Monolithic Construction With Built In Base-Emitter Shunt Resistors
- High DC Current Gain : $h_{FE}=1000$ @ $V_{CE}=4V$, $I_C=3A$ (Min.)
- Collector-Emitter Sustaining Voltage
- Low Collector-Emitter Saturation Voltage
- Industrial Use
- Complementary to TIP105/106/107



1.Base 2.Collector 3.Emitter

Absolute Maximum Ratings* $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

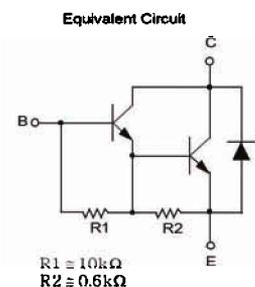
Symbol	Parameter	Ratings	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	: TIP100	60 V
		: TIP101	80 V
		: TIP102	100 V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	: TIP100	60 V
		: TIP101	80 V
		: TIP102	100 V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	8	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	15	A
I_B	Base Current (DC)	1	A
P_C	Collector Dissipation ($T_a=25^\circ\text{C}$)	2	W
	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	80	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Electrical Characteristics* $T_a=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 30\text{mA}$, $I_B = 0$: TIP100	60		V
			: TIP101	80		V
			: TIP102	100		V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 30\text{V}$, $I_B = 0$			50	μA
		$V_{CE} = 40\text{V}$, $I_B = 0$			50	μA
		$V_{CE} = 50\text{V}$, $I_B = 0$			50	μA
I_{CBO}	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 60\text{V}$, $I_E = 0$			50	μA
		$V_{CE} = 80\text{V}$, $I_E = 0$			50	μA
		$V_{CE} = 100\text{V}$, $I_E = 0$			50	μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = 5\text{V}$, $I_C = 0$			2	mA
h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE} = 4\text{V}$, $I_C = 3\text{A}$	1000		20000	
		$V_{CE} = 4\text{V}$, $I_C = 8\text{A}$	200			
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 3\text{A}$, $I_B = 6\text{mA}$			2	V
		$I_C = 8\text{A}$, $I_B = 80\text{mA}$			2.5	V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE} = 4\text{V}$, $I_C = 8\text{A}$			2.8	V
C_{ob}	Output Capacitance	$V_{CB} = 10\text{V}$, $I_E = 0$, $f = 0.1\text{MHz}$			200	pF

* Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$



TIP100/TIP101/TIP102 — NPN Epitaxial Silicon Darlington Transistor

Figure 9.17 Transistor Darlington (avec l'autorisation de Fairchild Semiconductor Corporation)

Question 9.12

Si tous les transistors de la figure 9.18 ont une valeur β de 100, quel est le gain en courant total, le courant de base de Q_1 et l'impédance d'entrée de la base de Q_1 ?

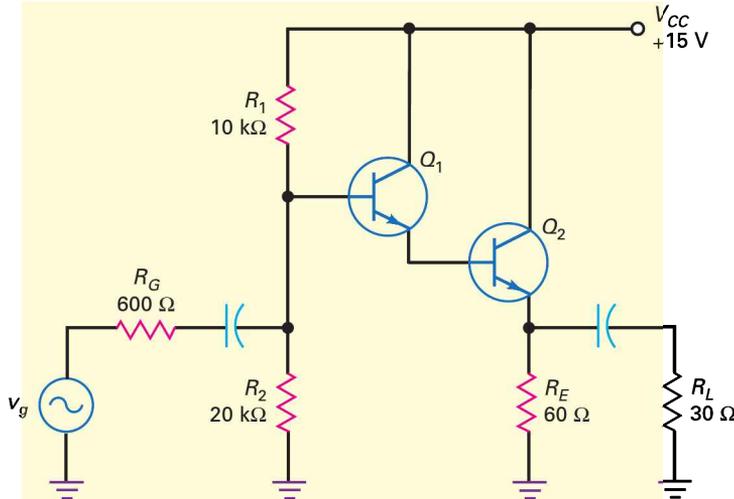


Figure 9.18

Réponse Le gain en courant total est donné par :

$$\beta = \beta_1 \beta_2 = (100)(100) = 10000$$

Le courant émetteur DC de Q_2 est :

$$I_{E2} = \frac{10 \text{ V} - 1,4 \text{ V}}{15,5 \Omega} = 143 \text{ mA}$$

Le courant émetteur de Q_1 est égal au courant de base de Q_2 C'est ce qu'on trouve avec :

$$I_{E1} = I_{B2} \cong \frac{I_{E2}}{\beta_2} = \frac{143 \text{ mA}}{100} = 1,43 \text{ mA}$$

Le courant de base de Q_1 est :

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta_1} = \frac{1,43 \text{ mA}}{100} = 14,3 \mu\text{A}$$

Pour trouver l'impédance d'entrée de la base de Q_1 , trouvons d'abord r_e . La résistance émetteur est :

$$r_e = 60 \Omega \parallel 30 \Omega = 20 \Omega$$

L'impédance d'entrée de la base Q_1 est alors :

$$z_{in(\text{base})} = (10000)(20 \Omega) = 200 \text{ k}\Omega.$$

9.12 Avez-vous compris ? Reprendre la question 9.12 en utilisant une paire Darlington, chaque transistor ayant un gain en courant de 75.

Bon à Savoir

Le transistor Darlington complémentaire de la figure 9.16c a été développé à l'origine parce que les transistors complémentaires haute puissance n'étaient pas encore disponibles. Le transistor complémentaire est souvent utilisé dans un étage spécial appelé *étage de sortie quasi-complémentaire*.

Bon à Savoir

Dans la figure 9.19, le circuit émetteur-suiveur réduit les variations du courant Zener d'un facteur β si l'on les compare avec les variations du courant Zener qui existeraient si le transistor n'était pas là.

9.6.2 Le Darlington complémentaire

La figure 11.11c montre un autre montage Darlington appelé **Darlington complémentaire**, c'est le montage d'un transistor *nnp* avec un *pnnp*. Le courant collecteur du transistor Q_1 est le courant base du transistor Q_2 . Si le transistor *pnnp* a un gain en courant β_1 et le *nnp* un gain β_2 , le Darlington complémentaire fonctionne comme un transistor *pnnp* de gain en courant $\beta_1\beta_2$.

Les transistors Darlington *nnp* et *pnnp* peuvent être fabriqués pour être complémentaires. C'est ainsi que les séries Darlington *pnnp* TIP105/106/107 sont complémentaires des séries *nnp* TIP/101/102.

9.7 Régulation de tension

L'émetteur suiveur est très utilisé dans les régulateurs de tension. En association avec une diode Zener, il produit une tension de sortie régulée pour des courants de sortie très importants.

9.7.1 Stabilisateur Zener

La figure 9.19a illustre un **stabilisateur Zener**, un montage composé d'un régulateur Zener et d'un émetteur suiveur. La tension Zener est appliquée sur la base de l'émetteur suiveur et la tension DC à la sortie vaut :

$$V_{\text{out}} = V_Z - V_{\text{BE}} \quad (9.11)$$

Cette valeur est fixée par la tension Zener diminuée de la chute V_{BE} du transistor. Si la tension d'alimentation évolue, la tension Zener et la tension de sortie restent constantes. En d'autres termes, le montage joue le rôle de régulateur de tension, car sa tension de sortie est toujours égale à la tension Zener de la diode diminuée de la tension V_{BE} .

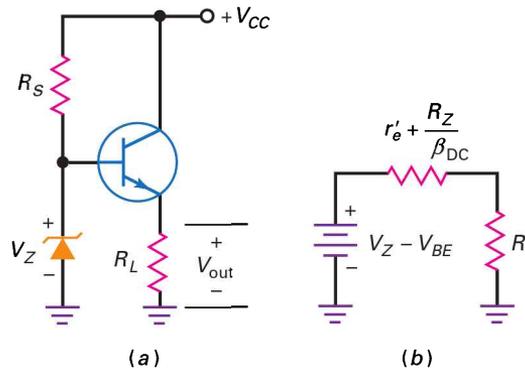


Figure 9.19
(a) Stabilisateur Zener ;
(b) circuit équivalent AC.

Ce circuit présente deux avantages par rapport au régulateur Zener ordinaire. D'abord, la diode Zener (figure 9.19a) supporte seulement le courant :

$$I_B = \frac{I_{\text{out}}}{\beta_{\text{DC}}} \quad (9.12)$$

Ce courant base étant beaucoup plus faible que le courant de sortie, nous pouvons utiliser des diodes Zener nettement plus petites.

Par exemple, pour fournir plusieurs ampères dans une charge, un régulateur Zener classique doit avoir une diode qui supporte cette intensité. Par contre, avec

le régulateur amélioré de la figure 9.19a, la diode Zener ne supporte que quelques milliampères.

Le deuxième avantage est la faible impédance de sortie du stabilisateur Zener. Généralement, la résistance de charge voit l'impédance de sortie de la diode R_Z . Mais dans ce montage, l'impédance de sortie s'écrit :

$$z_{\text{out}} = r'_e + \frac{R_Z}{\beta_{\text{DC}}} \quad (9.13)$$

La figure 9.19b représente le circuit de sortie équivalent. z_{out} est généralement beaucoup plus faible que R_L , un émetteur suiveur maintient une tension DC constante parce que la source semble à sortie constante.

En résumé, le régulateur Zener procure la stabilisation de tension d'une diode Zener associée à la commande en courant d'un émetteur suiveur.

9.7.2 Régulateur à deux transistors

La figure 9.20 montre un autre régulateur de tension. La tension DC d'entrée V_{in} provient d'une source non stabilisée, un redresseur en pont de diodes avec filtrage capacitif par exemple. Généralement, cette tension peut présenter une ondulation crête à crête d'environ 10 % de sa valeur DC. La tension de sortie V_{out} ne présente presque plus d'ondulation et reste constante pour une plage importante de courants dans la charge.

Comment cela fonctionne-t-il ? Toute tentative de variation de la tension de sortie produit une réaction de tension qui s'oppose à la variation de départ. Par exemple, supposons que la tension de sortie augmente ; alors, la tension sur la base du transistor Q_1 augmente. Or, le transistor Q_1 et la résistance R_2 constituent un ampli EC ; par conséquent, la tension collecteur de Q_1 décroît.

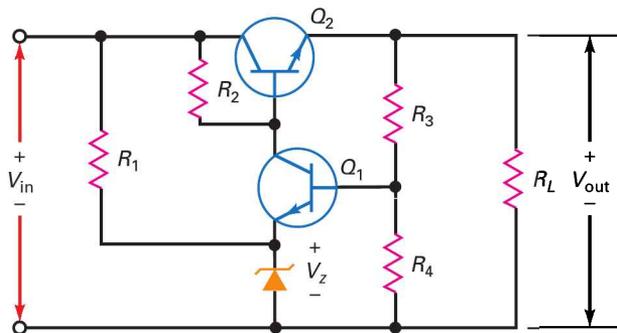


Figure 9.20
Régulateur de tension
à transistors.

Puisque la tension collecteur de Q_1 diminue, la tension base de Q_2 diminue. Le transistor Q_2 étant un émetteur suiveur, la tension de sortie diminue. Nous avons bien une réaction négative ; une augmentation initiale de la tension de sortie produit une diminution de cette même tension. Le résultat global est une variation nettement plus faible que celle qui existerait sans réaction négative.

Réciproquement, si la tension de sortie diminue, on a moins de tension sur la base de Q_1 , plus sur le collecteur de Q_1 et plus sur l'émetteur de Q_2 . De nouveau, on a une tension de retour dans l'autre sens, donc moins de diminution qu'en l'absence de contre-réaction.

À cause de la diode Zener, la tension émetteur de Q_1 vaut V_Z . La tension sur la base de Q_1 augmente de V_{BE} . Donc la tension sur la résistance R_4 vaut :

$$V_4 = V_Z + V_{\text{BE}}$$

Avec la loi d'Ohm, le courant dans R_4 est :

$$I_4 = \frac{V_Z + V_{BE}}{R_4}$$

Puisque ce courant traverse R_3 en série avec R_4 , la tension de sortie devient :

$$V_{out} = I_4(R_3 + R_4)$$

On a donc :

$$V_{out} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} (V_Z + V_{BE}) \quad (9.14)$$

III Multisim

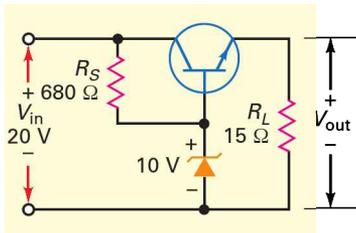


Figure 9.21

Question 9.13

La figure 9.21 est la représentation classique du schéma d'un stabilisateur Zener. Quelle est la tension de sortie si $\beta_{DC} = 100$?

Réponse La tension de sortie vaut sensiblement :

$$V_{out} = 10 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 9,3 \text{ V}$$

Dans une résistance valant 15Ω , le courant est :

$$I_{out} = \frac{9,3 \text{ V}}{15 \Omega} = 0,62 \text{ A}$$

Le courant base vaut :

$$I_B = \frac{0,62 \text{ V}}{100 \Omega} = 6,2 \text{ mA}$$

Le courant dans la résistance série est donc :

$$I_S = \frac{20 \text{ V} - 10 \text{ V}}{680 \Omega} = 14,7 \text{ mA}$$

Le courant Zener vaut :

$$I_Z = 14,7 \text{ mA} - 6,2 \text{ mA} = 8,5 \text{ mA}$$

9.13 Avez-vous compris ? Reprendre la question 9.13 en utilisant une diode Zener $8,2 \text{ V}$ et une tension d'entrée de 15 V .

III Multisim

Question 9.14

Quelle est la tension de sortie dans la figure 9.22 ?

Réponse Avec la relation (9.14) :

$$V_{out} = \frac{2 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} (6,2 \text{ V} + 0,7 \text{ V}) = 20,7 \text{ V}$$

Nous pouvons aussi faire comme ceci. Le courant dans la $1 \text{ k}\Omega$ vaut :

$$I_4 = \frac{6,2 \text{ V} + 0,7 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 6,9 \text{ mA}$$

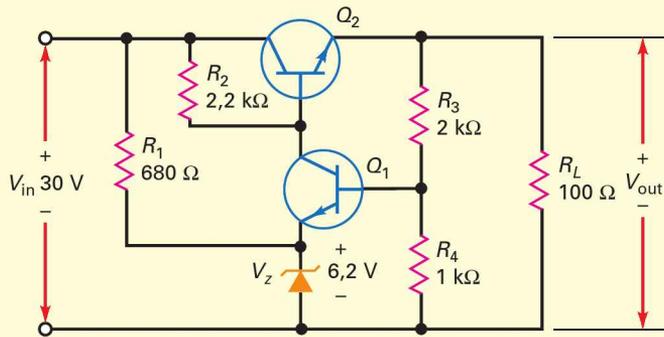


Figure 9.22

Ce courant traverse une résistance totale $3\text{ k}\Omega$, ce qui entraîne une tension de sortie :

$$V_{\text{out}} = (6,9\text{ mA})(3\text{ k}\Omega) = 20,7\text{ V}$$

9.14 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 9.22, faire passer la valeur Zener à $5,6\text{ V}$ et trouver la nouvelle tension de sortie.

9.8 L'amplificateur base commune

La figure 9.23a illustre un **amplificateur base commune (BC)** utilisant deux alimentations : positive et négative. Puisque la base est reliée à la masse, on dit aussi que c'est un circuit avec base à la masse. Le point Q est placé par polarisation de l'émetteur comme indiqué par le circuit équivalent de la figure 9.23b. C'est ainsi que le courant émetteur est donné par :

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \quad (9.15)$$

La figure 9.23c illustre un amplificateur BC avec polarisation par diviseur de tension utilisant une alimentation simple.

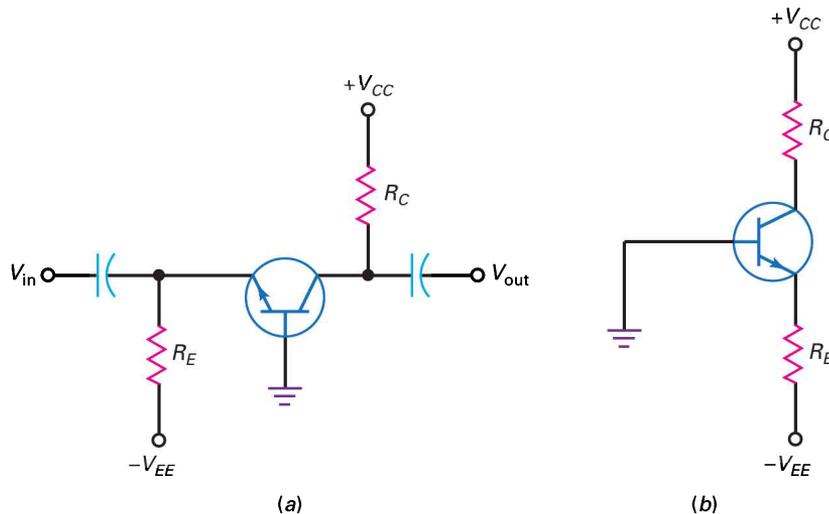


Figure 9.23
Amplificateur BC ;
(a) alimentations positive et négative ;
(b) circuit base émetteur équivalent ;

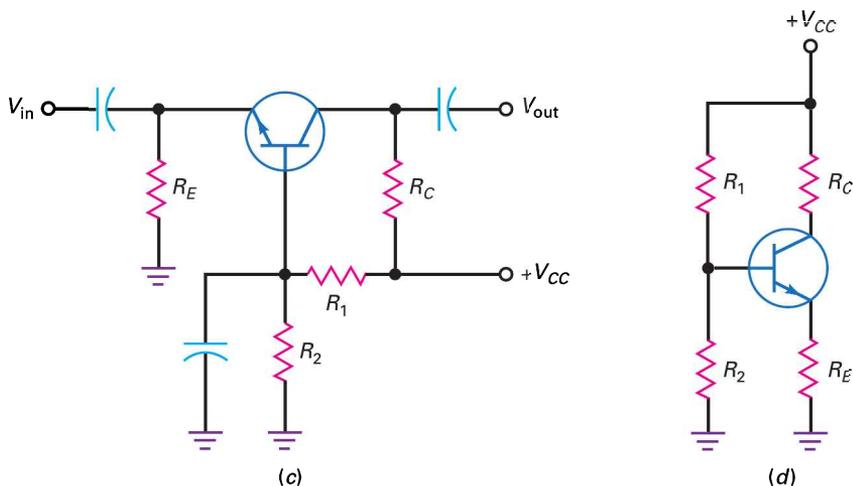


Figure 9.23 (suite)
 (c) alimentation unique ;
 (d) circuit équivalent par diviseur de tension.

Notez le condensateur de découplage sur R_2 : cela permet de placer la base à la masse. En représentant le circuit équivalent, ce que fait la figure 9.23d, on reconnaît la configuration d’une polarisation par diviseur de tension.

Dans chaque amplificateur, la base est à la masse, le signal d’entrée est appliqué à l’émetteur et le signal de sortie est récupéré sur le collecteur. La figure 9.24a donne le circuit équivalent AC d’un amplificateur BC pendant le demi-cycle positif de la tension d’entrée. Dans ce circuit, la tension collecteur, ou v_{out} , est :

$$v_{out} \cong i_c r_c$$

Cette tension de sortie est en phase avec la tension d’entrée v_e . Puisque la tension d’entrée est :

$$v_{in} = i_e r'_e$$

Le gain en tension est :

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_c r_c}{i_e r'_e}$$

Puisque $i_c \cong i_e$, l’équation se simplifie en :

$$A_v = \frac{r_c}{r'_e} \tag{9.16}$$

Notez que le gain en tension est du même ordre de grandeur qu’avec un ampli EC non stabilisé. La seule différence est dans la phase de la tension de sortie. Alors que le signal de sortie d’un amplificateur EC présente un décalage de phase de 180° avec le signal d’entrée, le signal de sortie d’un ampli BC est en phase avec le signal d’entrée.

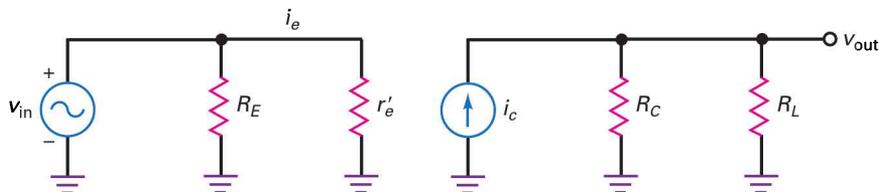


Figure 9.24
 Circuit équivalent AC.

Idéalement, la source de courant du collecteur de la figure 9.24 a une impédance interne infinie. Par conséquent, l’impédance de sortie d’un ampli BC est :

$$z_{out} \cong R_c \tag{9.17}$$

Une des différences principales entre l'ampli BC et les autres amplis est son impédance d'entrée exceptionnellement basse. Si l'on regarde l'émetteur de la figure 9.24, nous avons une impédance d'entrée de :

$$z_{\text{in(émetteur)}} = \frac{v_e}{i_e} = \frac{i_e r'_e}{i_e} \quad \text{ou} \quad z_{\text{in(émetteur)}} = r'_e$$

L'impédance d'entrée du circuit est :

$$z_{\text{in}} = R_E \parallel r'_e$$

Puisque la valeur de R_E est, en principe, très supérieure à celle de r'_e , l'impédance d'entrée du circuit est approximativement :

$$z_{\text{in}} \cong r'_e \quad (9.18)$$

À titre d'exemple, si $I_E = 1 \text{ mA}$, l'impédance d'entrée d'un ampli BC n'est que de 25Ω . À moins que la source AC d'entrée soit très petite, une bonne partie du signal sera perdue dans la résistance source.

Ce circuit n'est pas très employé en basse fréquence : on l'utilise plutôt dans des applications hautes fréquences (au-dessus de 10 MHz) dans lesquelles on trouve fréquemment des impédances de source basses. De plus, aux hautes fréquences, la base sépare l'entrée et la sortie ce qui se traduit par moins d'oscillations à ces fréquences.

On utilisait un circuit émetteur suiveur dans des applications avec une impédance de source élevée et une impédance de charge faible. Avec un circuit BC, on a exactement le contraire : une impédance de source basse et une impédance de charge élevée.

Question 9.15

Multisim

Quelle est la tension de sortie à la figure 9.25 ?

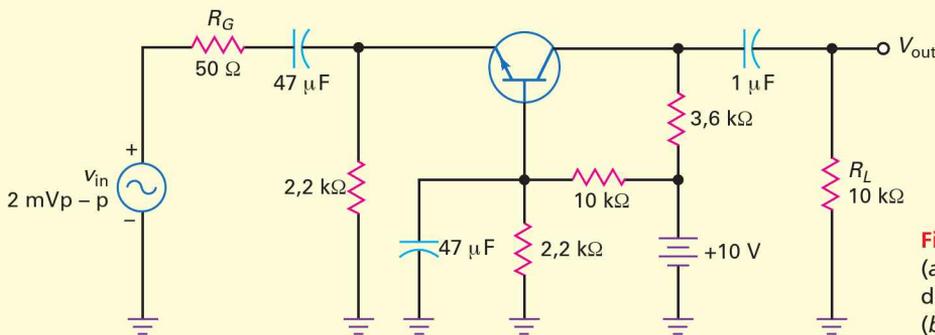


Figure 9.25
(a) Condensateur de découplage ;
(b) E est la masse AC.

Réponse Il faut déterminer le point Q du circuit.

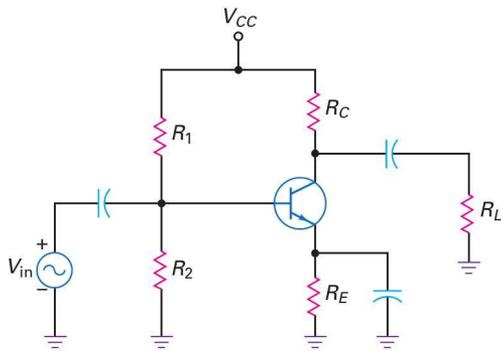
$$V_B = \frac{2,2 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega} (+10 \text{ V}) = 1,8 \text{ V}$$

$$V_E = V_B - 0,7 \text{ V} = 1,8 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 1,1 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1,1 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega} = 500 \mu\text{A}$$

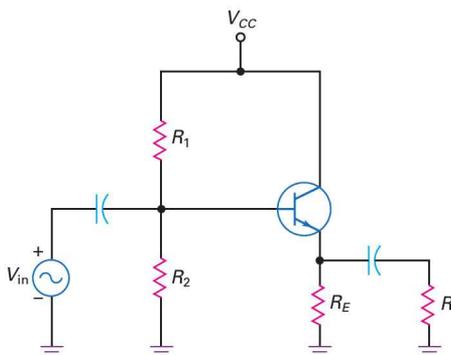
$$\text{Et donc, } r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{500 \mu\text{A}} = 50 \Omega$$

À RETENIR 9.1 – Configurations des amplificateurs



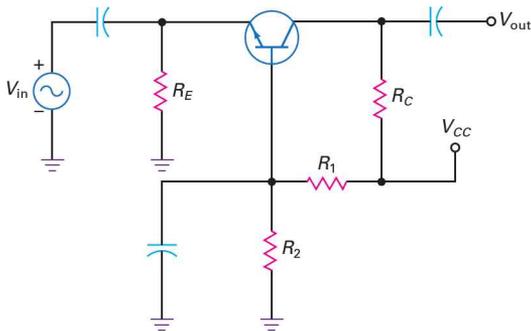
Type : EC
 A_v : moyen-haut
 A_i : β
 A_p : haut

θ : 180°
 z_{in} : moyen
 z_{out} : moyen
 Applications : ampli généraliste avec gain en tension et en courant.



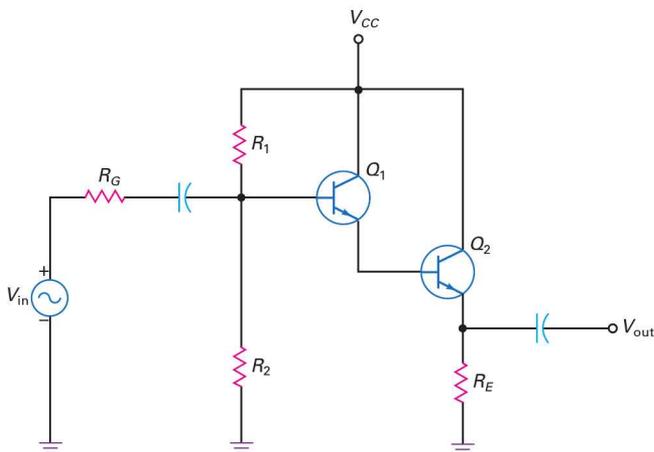
Type : CC
 A_v : ≈ 1
 A_i : β
 A_p : moyen

θ : 0°
 z_{in} : haut
 z_{out} : bas
 Applications : tampon, adaptation d'impédance, générateur de courant.



Type : BC
 A_v : moyen-haut
 A_i : ≈ 1
 A_p : moyen

θ : 0°
 z_{in} : bas
 z_{out} : haut
 Applications : ampli haute fréquence, adaptation d'impédance.



Type : Darlington
 A_v : ≈ 1
 A_i : $\beta_1 \beta_2$
 A_p : haut

θ : 0°
 z_{in} : très haut
 z_{out} : bas
 Applications : tampon, générateur de courant.

En résolvant pour le circuit AC :

$$z_{in} = R_E \parallel r'_e = 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 50 \text{ }\Omega \cong 50 \text{ }\Omega$$

$$z_{out} = R_C = 3,6 \text{ k}\Omega$$

$$A_v = \frac{r_c}{r'_e} = \frac{3,6 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega}{50 \text{ }\Omega} = \frac{2,65 \text{ k}\Omega}{50 \text{ }\Omega} = 53$$

$$v_{in(\text{base})} = \frac{r'_e}{R_G} (v_{in}) = \frac{50 \text{ }\Omega}{50 \text{ }\Omega + 50 \text{ }\Omega} (2 \text{ mV}_{pp}) = 1 \text{ mV}_{pp}$$

$$v_{out} = (A_v)(v_{in(\text{base})}) = (53)(1 \text{ mV}_{pp}) = 53 \text{ mV}_{pp}$$

9.15 Avez-vous compris ? À la figure 9.25, changer V_{cc} en 20 V et calculer v_{out} .

Une synthèse des quatre configurations types d'amplificateurs est présentée dans l'encart *À retenir* 9.1. Il est important de reconnaître la configuration d'un amplificateur, de connaître ses caractéristiques essentielles et d'en comprendre les applications les plus courantes.

9.9 Débogage d'amplificateurs à plusieurs étages

Quand un amplificateur a deux étages ou plus, quelles techniques faut-il employer pour diagnostiquer efficacement le problème ? Dans un amplificateur à un seul étage, vous pouvez commencer par mesurer les tensions DC, y compris les tensions d'alimentation. Quand un amplificateur a deux étages ou plus, commencer par mesurer toutes les tensions DC n'est pas très efficace.

Dans un amplificateur à plusieurs étages, il vaut mieux d'abord isoler l'étage défectueux en utilisant des techniques de traçage de signaux ou d'injection de signaux. Par exemple, si l'amplificateur a quatre étages, séparez-le en deux parties en mesurant ou en injectant un signal à la sortie du second étage. En faisant cela, vous devez être capable de déterminer si le problème est avant ou après cet endroit du circuit. Si le signal mesuré à la sortie du second émetteur est correct, cela vérifie que les deux premiers étages fonctionnent correctement et que le problème doit se situer dans l'un des deux étages suivants. Maintenant, déplacez votre prochain point de test au milieu des étages restants. La méthode dichotomique pour le débogage peut rapidement isoler un étage défectueux.

Une fois ce dernier identifié, vous pouvez maintenant mesurer les tensions pour voir si elles sont en gros correctes. Si ces tensions DC sont trouvées correctes, la suite du débogage consiste à déterminer ce qui est incorrect dans le circuit équivalent AC. Ce type de défaillance est souvent un couplage ouvert ou un condensateur de dérivation.

Finalement, dans un amplificateur multi-étage, la sortie d'un étage est chargée par l'entrée de l'étage suivant. Une défaillance à l'entrée de l'étage deux peut avoir un effet négatif sur la sortie de l'étage un. Parfois, il est nécessaire de créer physiquement un circuit ouvert entre les deux étages pour vérifier si c'est un problème de charge.

Question 9.16

Quel est le problème avec l'amplificateur deux étages de la figure 9.26 ?

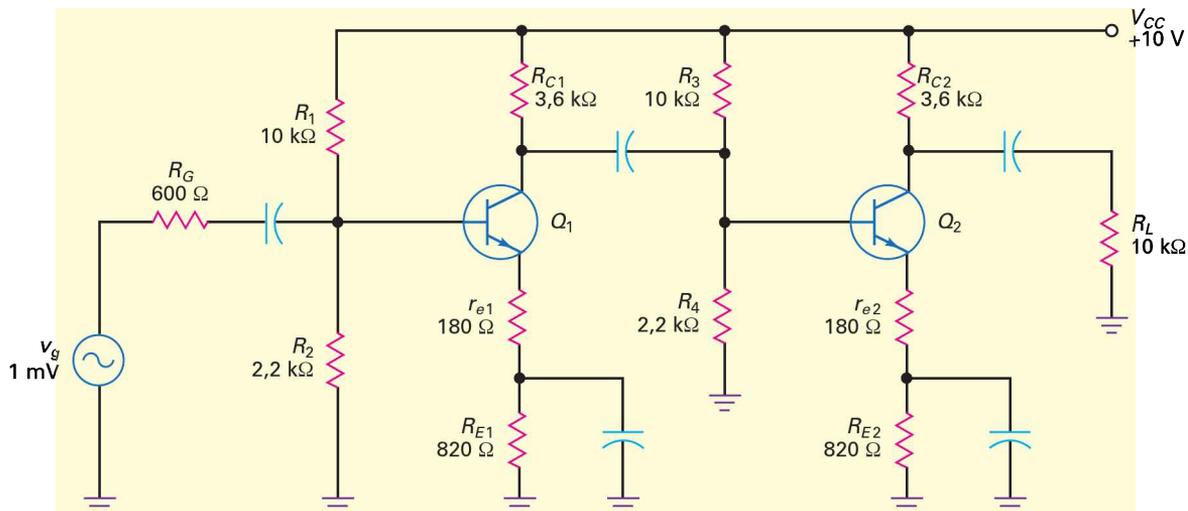


Figure 9.26
Débogage
d'un amplificateur
à plusieurs étages.

Réponse Dans la figure 9.26, le premier étage est un préamplificateur EC qui récupère un signal d'entrée depuis le signal source, l'amplifie et le passe au second étage. Le second étage, également EC, amplifie la sortie de Q_1 et couple la sortie de Q_2 à la résistance de charge. Dans la *Question 9.2*, les valeurs AC calculées étaient :

$$v_{in} = 0,74 \text{ mV} \quad v_c = 4,74 \text{ mV (sortie du premier étage)}$$

$$v_{out} = 70 \text{ mV}$$

Ce sont à peu près les tensions de sortie AC que vous mesureriez quand l'amplificateur fonctionne correctement. (Parfois, les valeurs de tension AC et DC sont fournies dans les schémas utilisés pour le débogage).

Dans notre cas, en se connectant et mesurant la tension de sortie du circuit, le signal de sortie à travers la charge de 10 k Ω est seulement 13 mV. La tension d'entrée mesurée est normale et d'environ 0,74 mV. Quelles mesures devez-vous faire ensuite ?

En utilisant la méthode dichotomique de traçage de signal, mesurez la tension AC au milieu de l'amplificateur. Lorsque vous le faites, la tension de sortie collecteur de Q_1 et la tension d'entrée à la base de Q_2 est de 4,90 mV, légèrement en dessous de la normale. Ces mesures vérifient que le premier étage fonctionne correctement. Le problème doit donc être dans l'étage deux.

Les mesures des tensions DC sur la base, l'émetteur et le collecteur de Q_2 sont toutes normales. Ceci indique que le second étage a un fonctionnement DC normal et qu'il doit y avoir un problème AC dans le circuit. Qu'est ce qui peut provoquer cela ? Des mesures AC supplémentaires montrent un niveau de signal d'environ 4 mV aux bornes de la résistance R_{E2} de 820 Ω . Le retrait et le test du condensateur de dérivation aux bornes de R_{E2} confirment qu'il est en circuit ouvert. Ce condensateur défectueux fait augmenter l'impédance d'entrée de l'étage deux. Cette augmentation explique pourquoi le signal de sortie du premier étage était légèrement supérieur à la normale.

Que l'amplificateur soit constitué de deux étages ou de beaucoup plus, les techniques de traçage de signaux ou d'injection de signaux sont une méthode efficace de débogage.

Réviser

Résumé

9.1 Amplificateurs à plusieurs étages

Le gain total est égal au produit des gains de chaque étage. L'impédance d'entrée du second étage est la résistance de charge du premier étage. Un ampli à deux étages donne un signal de sortie en phase avec le signal d'entrée.

9.2 La réaction à deux étages

On peut relier la tension de sortie du second collecteur sur le premier émetteur par un diviseur de tension. Cela produit une réaction négative qui stabilise le gain en tension de l'amplificateur à deux étages.

9.3 L'amplificateur émetteur-suiveur

Un amplificateur collecteur commun, plus connu sous le nom d'émetteur-suiveur, a son collecteur à la masse AC. Le signal d'entrée commande la base et le signal de sortie se trouve sur l'émetteur. Étant fortement régulé, il possède un gain en tension stable, une grande impédance d'entrée et une faible distorsion.

9.4 L'impédance de sortie

L'impédance de sortie d'un amplificateur est la même que son impédance de Thévenin. Un émetteur suiveur possède une faible impédance de sortie. Le gain en courant du transistor impose à l'impédance de la source de commande de la base une très faible valeur vue de l'émetteur.

9.5 Mise en cascade EC et CC

Quand on connecte une faible résistance de charge à la sortie d'un ampli EC, il peut y avoir surcharge et donc un gain en tension très réduit. Un ampli CC placé entre la sortie EC et la charge réduit cet effet de manière très sensible. L'ampli CC agit alors comme un tampon.

9.6 Le montage Darlington

Deux transistors peuvent être montés en paire Darlington. L'émetteur de l'un est relié à la base de l'autre. Cela donne un gain en courant total égal au produit de chaque gain en courant.

9.7 Régulation de tension

En associant une diode Zener avec un émetteur suiveur, on réalise un stabilisateur Zener. Le montage produit une tension de sortie stable pour de forts courants dans la charge. L'intérêt est un courant Zener beaucoup plus faible que le courant de sortie. En ajoutant un étage amplificateur de tension, on obtient une régulation importante de la tension de sortie.

9.8 Amplificateur base commune

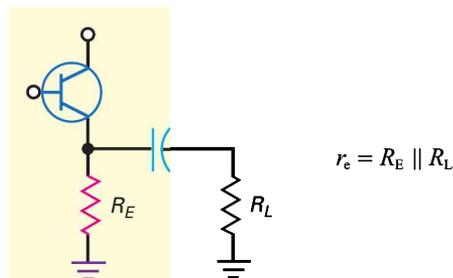
La configuration base commune (BC) a sa base à la masse. Le signal d'entrée est appliqué à l'émetteur, le signal de sortie étant récupéré au collecteur. Bien que ce circuit ne provoque pas de gain en courant, il peut conduire à un gain en tension significatif. L'amplificateur BC a une impédance d'entrée très basse et une impédance de sortie élevée ; il est utilisé dans des applications à haute fréquence.

9.9 Déboguer des amplificateurs à plusieurs étages

Le débogage d'amplificateurs à plusieurs étages utilise les techniques de traçage de signaux ou d'injection de signaux. La méthode dichotomique trouve rapidement l'étage défectueux. Les mesures de tensions DC, y compris les tensions d'alimentation, isolent le défaut.

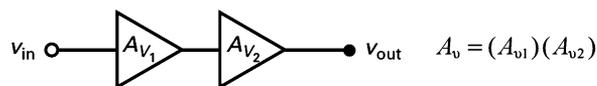
Définitions

(9.3) Résistance d'émetteur AC :

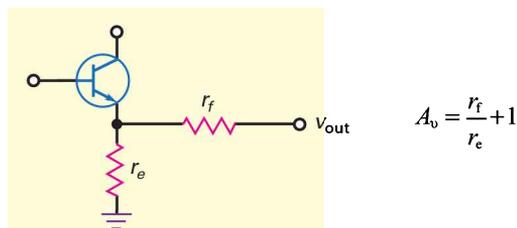


Relations

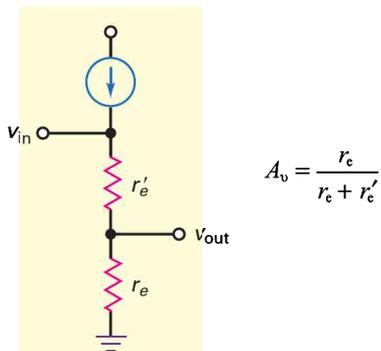
(10.5) Gain en tension de deux étages :



(9.2) Gain de deux étages avec réaction :

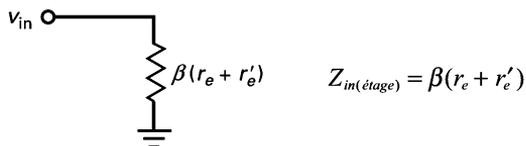


(9.4) Gain en tension de l'émetteur suiveur :



$$A_v = \frac{r_c}{r_c + r'_e}$$

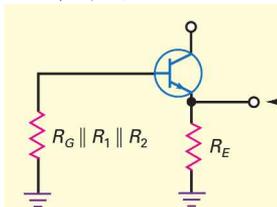
(9.5) Impédance d'entrée de la base d'un émetteur-suiveur :



$$Z_{in(étage)} = \beta(r_e + r'_e)$$

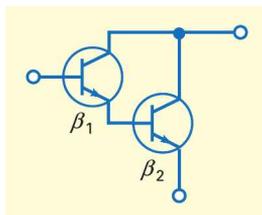
(9.7) Impédance de sortie de la base d'un émetteur-suiveur :

$$Z_{in(base)} = \beta(r_e + r'_e)$$



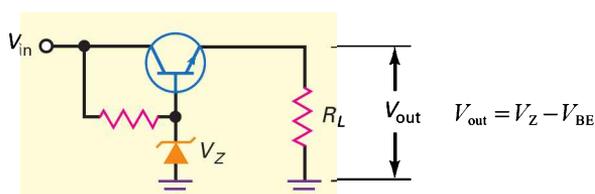
$$Z_{out} = R_E \parallel \left(r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \right)$$

(9.9) Gain en courant Darlington :

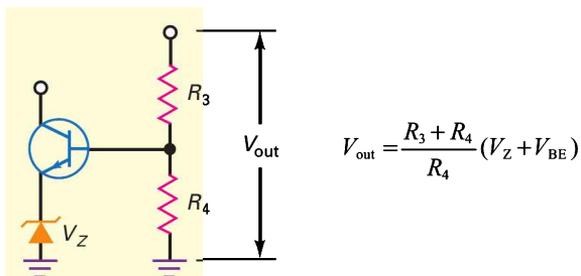


$$\beta = \beta_1 \beta_2$$

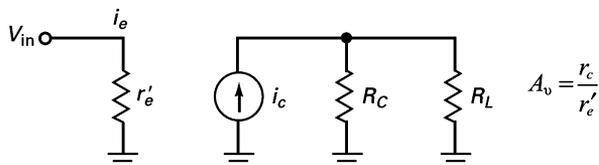
(9.11) Stabilisateur Zener :



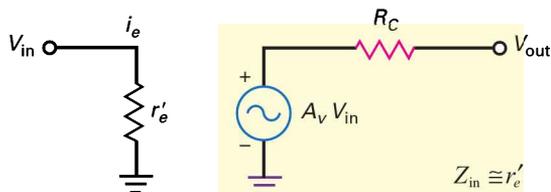
(9.14) Régulateur de tension :



(9.16) Gain en tension base commune :



(9.18) Impédance d'entrée base commune :



S'entraîner

Auto-évaluation

- Si l'impédance d'entrée du second étage diminue, le gain en tension du premier étage :
 - a) diminue
 - b) augmente
 - c) reste le même
 - d) est nul
- Si la diode EB du second étage est coupée, le gain en tension du premier étage :
 - a) diminue
 - b) augmente
 - c) reste le même
 - d) est nul

- Si la résistance de charge du second étage est coupée, le gain en tension du premier étage :
 - a) diminue
 - b) augmente
 - c) reste le même
 - d) est nul
- Un émetteur suiveur possède un gain en tension :
 - a) très inférieur à 1
 - b) approximativement égal à 1
 - c) plus grand que 1
 - d) zéro

5. La résistance d'émetteur AC d'un émetteur suiveur vaut :
- a) r'_e c) $r_e + r'_e$
 b) r_e d) R_E
6. L'impédance d'entrée sur la base d'un émetteur suiveur est généralement :
- a) basse
 b) haute
 c) court-circuitée à la masse
 d) ouverte
7. Le gain en courant DC pour un émetteur suiveur est :
- a) 0 c) β_{DC}
 b) ≈ 1 d) dépendant de r'_e
8. La tension base AC d'un émetteur suiveur est sur :
- a) la diode émetteur
 b) la résistance d'émetteur DC
 c) la résistance de charge
 d) la diode émetteur et une résistance extérieure d'émetteur
9. La tension de sortie d'un émetteur suiveur est sur :
- a) la diode émetteur
 b) la résistance d'émetteur DC
 c) la résistance de charge
 d) la diode émetteur et une résistance extérieure d'émetteur
10. Si $\beta = 200$ et $r_e = 150 \Omega$, l'impédance d'entrée de la base vaut :
- a) 30 k Ω c) 3 k Ω
 b) 600 Ω d) 5 k Ω
11. La tension d'entrée d'un émetteur suiveur est généralement :
- a) inférieure à la tension du générateur
 b) égale à la tension du générateur
 c) supérieure à la tension du générateur
 d) égale à la tension d'alimentation
12. Le courant émetteur AC est proche de :
- a) V_G divisé par r_e c) V_G divisé par r'_e
 b) v_{in} divisé par r'_e d) v_{in} divisé par r_e
13. La tension de sortie d'un émetteur suiveur est approximativement :
- a) 0 c) v_{in}
 b) V_G d) V_{CC}
14. La tension de sortie d'un émetteur suiveur est :
- a) en phase avec v_{in}
 b) beaucoup plus grande que v_{in}
 c) en décalage de phase de 180°
 d) généralement beaucoup plus petite que v_{in} .
15. On utilise généralement un émetteur suiveur lorsque :
- a) $R_G = R_L$ c) $R_L = R_G$
 b) $R_G = R_L$ d) R_L est très grand.
16. Pour un transfert de puissance maximum, on conçoit un ampli CC de telle sorte que :
- a) $R_g \ll Z_{in}$ c) $z_{out} \ll R_L$
 b) $z_{out} \gg R_L$ d) $z_{out} = R_L$
17. Si on relie directement un étage EC à un émetteur suiveur :
- a) hautes et basses fréquences passent
 b) il n'y a que les hautes fréquences qui passent
 c) les signaux hautes fréquences sont bloqués
 d) les signaux basse fréquences sont bloqués
18. Si la résistance de charge d'un émetteur suiveur est très importante, la résistance externe de l'émetteur est égale à :
- a) la résistance du générateur
 b) l'impédance de la base
 c) la résistance d'émetteur DC
 d) la résistance de collecteur DC
19. Si un émetteur suiveur présente $r'_e = 10 \Omega$ et $r_e = 90 \Omega$, le gain en tension vaut approximativement :
- a) 0 c) 0,9
 b) 0,5 d) 1
20. Un circuit émetteur suiveur fait toujours apparaître la résistance de source :
- a) β fois plus petite
 b) β fois plus grande
 c) égale à la charge
 d) nulle
21. Un transistor Darlington possède :
- a) une très faible impédance d'entrée
 b) trois transistors
 c) un gain en courant très important
 d) une chute de tension V_{BE}
22. L'ampli qui produit un décalage de phase de 180° est le :
- a) BC c) EC
 b) CC d) Tous
23. Si la tension du générateur d'un émetteur suiveur est 5 mV, la tension sur la charge est proche de :
- a) 5 mV c) 0,25 V
 b) 150 mV d) 0,5 V
24. Si la résistance de charge de la figure 11.1a est court-circuitée, qu'est-ce qui présente des valeurs anormales ?
- a) Seulement les tensions AC
 b) Seulement les tensions DC
 c) Simultanément les tensions DC et AC
 d) Ni les tensions AC, ni les tensions DC
25. Si R_i est coupée dans un émetteur suiveur, qu'est-ce qui est vrai ?
- a) La tension base DC est V_{CC}
 b) La tension collecteur DC vaut zéro
 c) La tension de sortie est normale
 d) La tension base DC vaut zéro

26. Généralement, la distorsion dans un émetteur suiveur est :

- a) très faible
- b) très forte
- c) grande
- d) inacceptable

27. La distorsion dans un émetteur suiveur est :

- a) rarement basse
- b) souvent forte
- c) toujours basse
- d) forte quand l'écrêtage survient

28. Si un étage EC est directement relié à un émetteur suiveur, combien y a-t-il de condensateurs de liaison entre les deux étages ?

- a) 0
- b) 1
- c) 2
- d) 3

29. Un transistor Darlington possède un gain $\beta = 8000$. Si $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_L = 100 \Omega$, l'impédance de la base est voisine de :

- a) 8 k Ω
- b) 80 k Ω
- c) 800 k Ω
- d) 8 M Ω

30. La résistance d'émetteur AC d'un émetteur suiveur est :

- a) égale à la résistance d'émetteur DC
- b) plus grande que la résistance de charge
- c) β fois plus petite que la résistance de charge
- d) en général inférieure à la résistance de charge

31. Un ampli base commune a un gain en puissance :

- a) très inférieur à 1
- b) approximativement égal à 1
- c) plus grand que 1
- d) nul

32. On utilise un ampli base commune lorsque :

- a) $R_{\text{source}} \approx R_L$
- b) $R_{\text{source}} = R_L$
- c) il faut un gain en courant élevé
- d) on veut bloquer les hautes fréquences

33. On peut utiliser un ampli BC pour :

- a) mettre en correspondance basses et hautes impédances
- b) avoir un gain en tension sans gain en courant
- c) amplifier les hautes fréquences
- d) les trois raisons ci-dessus

34. Le courant Zener dans un stabilisateur Zener est :

- a) égal au courant de sortie
- b) plus petit que le courant de sortie
- c) plus grand que le courant de sortie
- d) prédisposé à l'emballement thermique

35. Dans un régulateur de tension à deux transistors, la tension de sortie :

- a) est régulée
- b) a une ondulation plus petite que la tension d'entrée
- c) est plus importante que la tension Zener
- d) est tout ce qui précède

36. Pour déboguer des amplificateurs à plusieurs étages, il faut commencer par :

- a) mesurer toutes les tensions DC
- b) faire du traçage ou de l'injection de signaux
- c) mesurer les résistances
- d) remplacer des composants

Exercices

9.1 Amplificateurs à plusieurs étages

9.1 D'après la figure 9.27, quelle est la tension AC sur la première base ? Sur la seconde base ? Sur la résistance de charge ?

9.2 Si la tension de l'alimentation passe à +12 V dans la figure 9.27, que devient la tension de sortie ?

9.3 Si $\beta = 300$ dans la figure 9.27, quelle est la tension de sortie ?

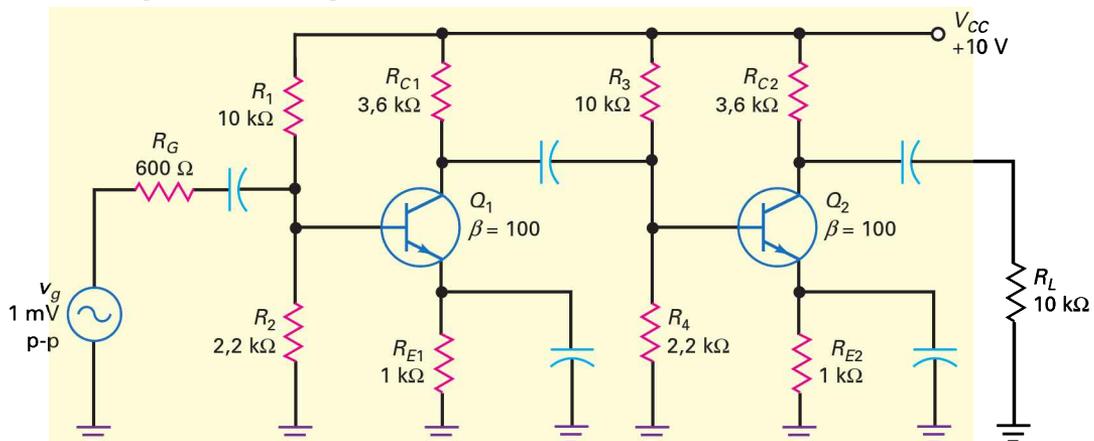


Figure 9.27

9.2 La réaction à deux étages

- 9.4 Un ampli avec contre-réaction tel que celui de la figure 9.4 comporte $r_f = 5 \text{ k}\Omega$ et $r_e = 50 \Omega$. Quel est le gain en tension ?
- 9.5 Dans un ampli avec contre-réaction (figure 9.5), $r_e = 125 \Omega$. Pour obtenir un gain en tension de 100, que doit valoir r_f ?

9.3 L'amplificateur émetteur suiveur

- 9.6 D'après la figure 9.28, quelle est l'impédance d'entrée sur la base si $\beta = 200$? L'impédance d'entrée de l'étage ?

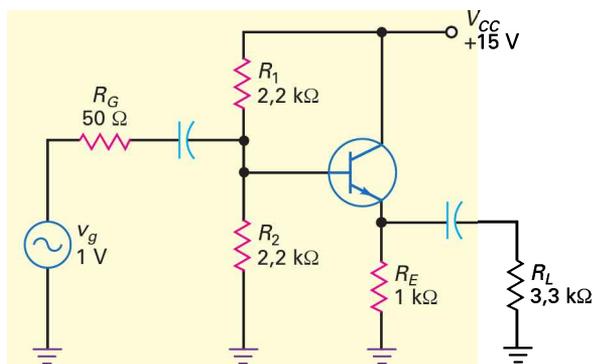


Figure 9.28

- 9.7 Si $\beta = 150$, quelle est la tension d'entrée de l'étage émetteur suiveur de la figure 9.28 ?
- 9.8 Quel est le gain en tension de la figure 9.28 ? Si $\beta = 175$, quelle est la tension AC sur la charge ?
- 9.9 Que vaut la tension d'entrée sur le montage de la figure 9.28 si β évolue de 50 à 300 ?
- 9.10 Toutes les résistances de la figure 9.28 sont doublées. Que devient l'impédance d'entrée de l'étage si $\beta = 150$? La tension d'entrée ?
- 9.11 D'après la figure 9.29, quelle est l'impédance d'entrée de la base si $\beta = 200$? L'impédance d'entrée de l'étage ?

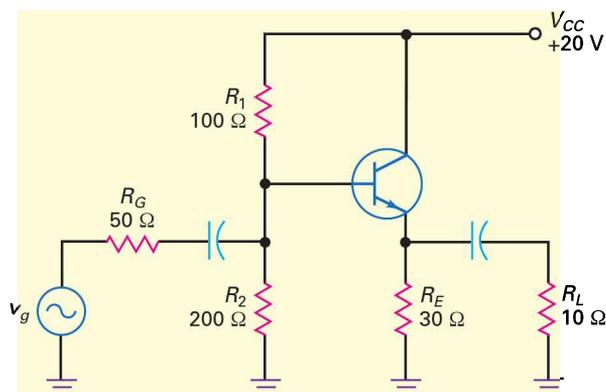


Figure 9.29

- 9.12 D'après la figure 9.29, quelle est la tension d'entrée de l'émetteur suiveur si $\beta = 150$ et $v_{in} = 1 \text{ V}$?
- 9.13 Quel est le gain en tension de la figure 9.29 ? Si $\beta = 175$, que vaut la tension AC sur la charge ?

9.4 L'impédance de sortie

- 9.14 Que vaut l'impédance de sortie de la figure 9.28 si $\beta = 200$?
- 9.15 Que vaut l'impédance de sortie de la figure 9.29 si $\beta = 100$?

9.5 Mise en cascade EC et CC

- 9.16 Quel est le gain en tension de l'étage EC à la figure 9.30 si le second transistor a un gain en courant AC et DC de 200 ?
- 9.17 Si les deux transistors de la figure 9.30 ont un gain en courant AC et DC de 150, quelle est la tension de sortie lorsque $V_G = 10 \text{ mV}$?
- 9.18 Si les deux transistors de la figure 9.30 ont un gain en courant AC et DC de 200, quel est le gain en tension de l'étage EC si la résistance de charge tombe à 125Ω ?

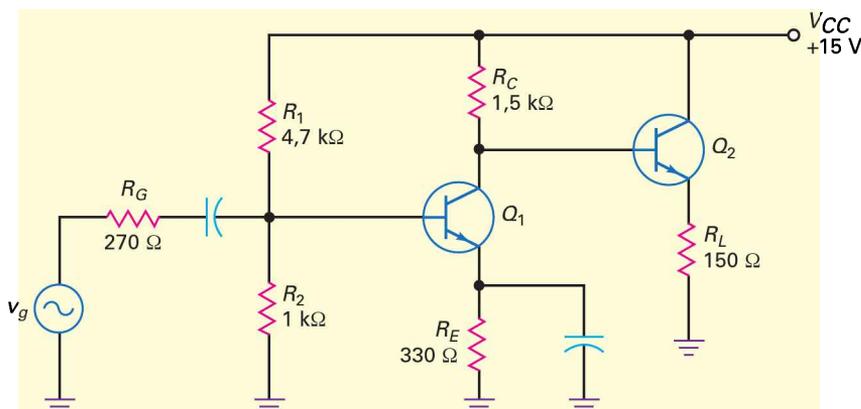


Figure 9.30

9.19 Reprenant la figure 9.30, qu'arriverait-il au gain en tension de l'ampli EC si l'étage émetteur suiveur était supprimé et qu'on utilisait un condensateur pour coupler le signal AC à la charge de 150Ω ?

9.6 Le montage Darlington

9.20 Si la paire Darlington de la figure 9.31 possède un gain en courant total égal à $5\,000$, que vaut l'impédance d'entrée de la base de Q_1 ?

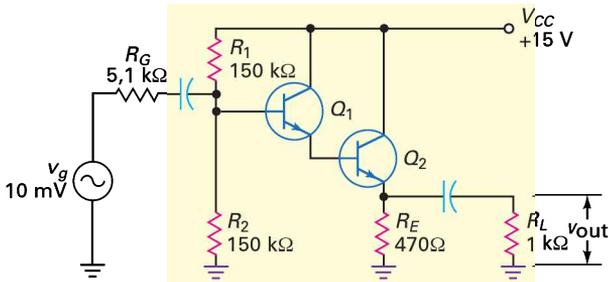


Figure 9.31

9.21 D'après la figure 9.31, que vaut la tension d'entrée AC sur la base de Q_1 si la paire Darlington possède un gain en courant total égal à $7\,000$?

9.22 Pour les deux transistors de la figure 9.32, $\beta = 150$. Que vaut l'impédance d'entrée sur la première base ?

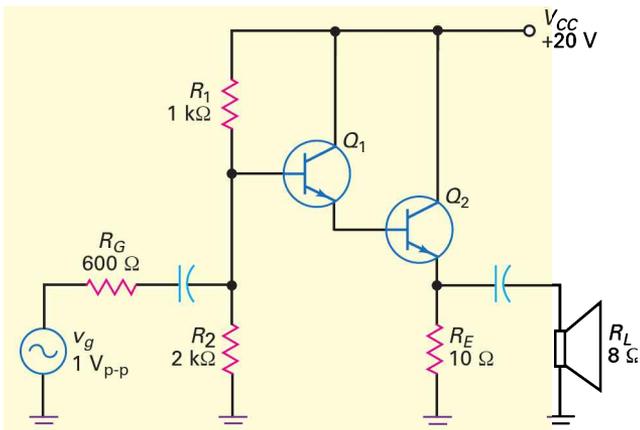


Figure 9.32

9.23 D'après la figure 9.32, quelle est la tension AC d'entrée sur la base de Q_1 si la paire Darlington a un gain en courant total égal à $2\,000$?

9.7 Régulation de tension

9.24 D'après la figure 9.33, le transistor a un gain en courant égal à 150 . Si la tension Zener de la diode 1N958 est $7,5 \text{ V}$, que vaut la tension de sortie ? Le courant Zener ?

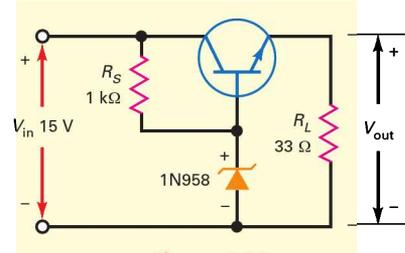


Figure 9.33

9.25 Si la tension d'entrée de la figure 9.33 passe à 25 V , que vaut la tension de sortie ? Le courant Zener ?

9.26 Le potentiomètre de la figure 9.34 peut varier de 0 à $1 \text{ k}\Omega$. Quelle est la tension de sortie quand le curseur est situé au milieu ?

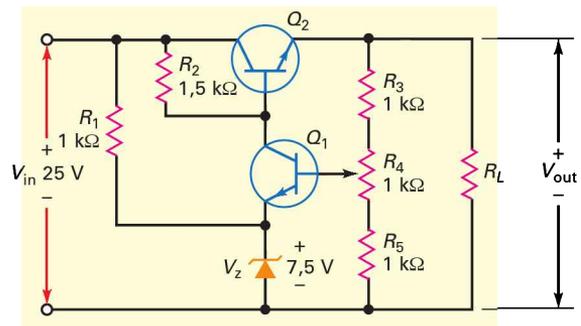


Figure 9.34

9.27 D'après la figure 9.34, quelle est la tension de sortie quand le curseur est tout en haut ? quand il est tout en bas ?

9.8 Amplificateur base commune (BC)

9.28 À la figure 9.35, trouver le point Q (courant émetteur).

9.29 Quel est le gain en tension approximatif à la figure 9.35 ?

9.30 À la figure 9.35, quelle est l'impédance d'entrée vue de l'émetteur ? Quelle est l'impédance d'entrée de l'étage ?

9.31 À la figure 9.35, avec une entrée de 2 mV , quelle est la valeur de v_{out} ?

9.32 À la figure 9.35, si la tension d'alimentation V_{CC} passe à 15 V , que devient v_{out} ?

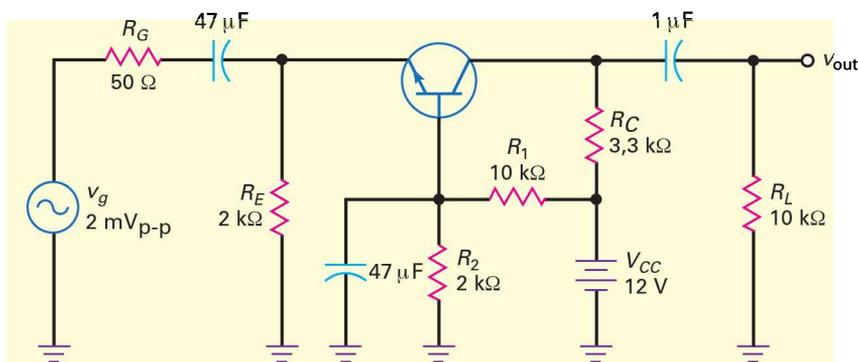


Figure 9.35

Approfondissement

- 9.33** D'après la figure 9.33, quelle est la puissance dissipée par le transistor si son gain en courant est 100 et la tension Zener 7,5 V ?
- 9.34** D'après la figure 9.36a, le transistor possède un gain $\beta_{DC} = 150$. Calculez les grandeurs suivantes : V_B , V_E , V_C , I_E , I_C et I_B .
- 9.35** Si un signal d'entrée d'amplitude crête à crête de 5 mV est appliqué sur le montage de la figure 9.36a, que valent les deux tensions de sortie ? Que pensez-vous de l'utilité de ce circuit ?
- 9.36** La figure 9.36b illustre un montage pour lequel la tension de commande peut varier de 0 à +5 V. Si le signal audio d'entrée est 10 mV, quelle est la valeur du signal audio à la sortie si la tension de commande vaut 0 V ? Si elle vaut 5 V ? Que pensez-vous de l'usage de ce montage ?

- 9.37** À la figure 9.33, quelle serait la tension de sortie si la diode Zener était coupée ? (Avec $\beta_{DC} = 200$).
- 9.38** À la figure 9.33, si l'on court-circuite la charge de 33 Ω , que devient la puissance dissipée du transistor ? (Avec $\beta_{DC} = 100$).
- 9.39** À la figure 9.34, quelle est la puissance dissipée de Q_2 lorsque le curseur est au centre et que la résistance de charge est de 100 Ω ?
- 9.40** À la figure 9.31, si les deux transistors ont un β de 100, quelle est approximativement l'impédance de sortie de l'amplificateur ?
- 9.41** À la figure 9.30, si la tension d'entrée était de 100 mV pp et le condensateur de découplage émetteur coupé, quelle serait la tension de sortie au travers de la charge ?
- 9.42** À la figure 9.35, quelle serait la tension de sortie si le condensateur de découplage base était court-circuité ?

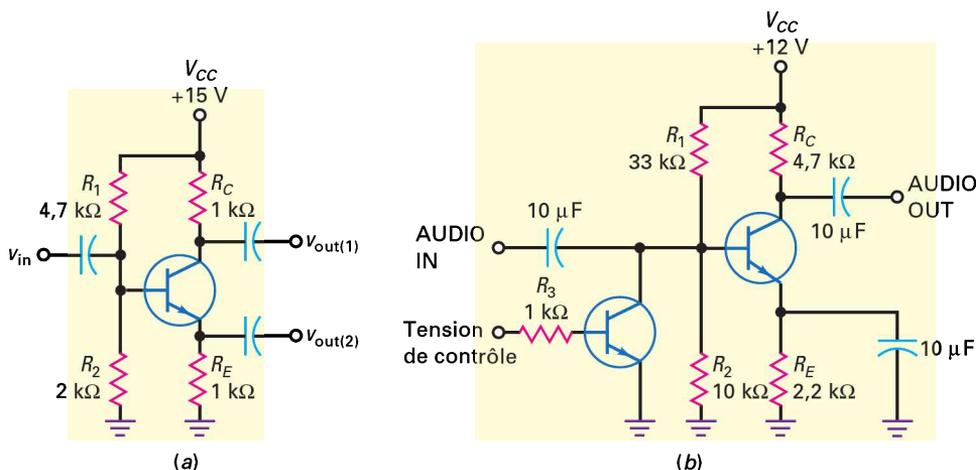
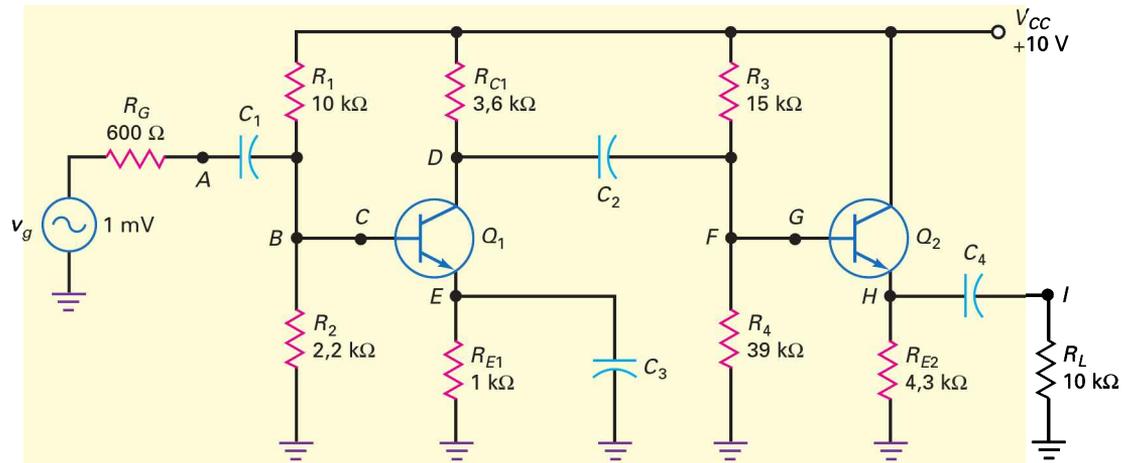


Figure 9.36



(a)

Millivolts

Panne	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F	V_G	V_H	V_I
OK	0.6	0.6	0.6	70	0	70	70	70	70
T1	0.6	0.6	0.6	70	0	70	70	70	0
T2	0.6	0.6	0.6	70	0	70	0	0	0
T3	1	0	0	0	0	0	0	0	0
T4	0.75	0.75	0.75	2	0.75	2	2	2	2
T5	0.75	0.75	0	0	0	0	0	0	0
T6	0.6	0.6	0.6	95	0	0	0	0	0
T7	0.6	0.6	0.6	70	0	70	70	0	0

(b)

Figure 9.37

Grille de dépannage

Utilisez la figure 9.37 pour analyser les défauts suivants. Le tableau nommé « Millivolts » contient toutes les mesures des tensions AC exprimées en millivolts. Dans cet exercice, toutes les résistances sont correctes. Les défauts se limitent à des condensateurs, des fils de connexion et des transistors coupés.

9.43 Trouvez d'où proviennent les pannes T1 à T3.

9.44 Trouvez d'où proviennent les pannes T4 à T7.

Questions de débogage avec Multisim

III Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC09-45** à **MTC09-49** et correspondent au circuit de la figure 9.37.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

9.45 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC09-45**.

9.46 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC09-46**.

9.47 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC09-47**.

- 9.48** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC09-48.
- 9.49** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC09-49.

Question d'un recruteur

- Tracez le schéma d'un émetteur suiveur. Dites-moi pourquoi ce montage est largement employé dans les amplificateurs de puissance et les régulateurs de tension.
- Dites-moi tout ce que vous savez sur l'impédance de sortie d'un émetteur-suiveur.
- Dessinez une paire Darlington et expliquez pourquoi le gain en courant total est le produit des gains en courant individuels.
- Dessinez un stabilisateur Zener et expliquez pourquoi il régule la tension de sortie en dépit des variations de la tension d'entrée.
- Quel est le gain en tension d'un émetteur suiveur ? Dans quel genre d'applications ce type de montage est-il utile ?
- Expliquez pourquoi une paire Darlington présente plus de gain en puissance qu'un simple transistor.
- Pourquoi les montages « suiveurs » sont-ils si importants dans les systèmes acoustiques ?
- Quel est le gain en tension approximatif d'un amplificateur CC ?
- Quel est l'autre nom de l'amplificateur collecteur commun ?
- Quelle est la relation entre la phase du signal (sortie par rapport à l'entrée) et l'ampli collecteur commun ?
- Si un technicien mesure un gain en tension unité (tension de sortie divisée par tension d'entrée) pour un amplificateur CC, quel est le défaut ?
- L'amplificateur Darlington est utilisé dans l'amplificateur de puissance final des amplificateurs audio haut de gamme à cause de l'accroissement du gain en puissance. Comment un Darlington augmente-t-il le gain en puissance ?

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|--------|
| 1. a) | 9. c) | 17. a) | 25. d) | 33. d) |
| 2. b) | 10. a) | 18. c) | 26. a) | 34. b) |
| 3. c) | 11. a) | 19. c) | 27. d) | 35. d) |
| 4. b) | 12. d) | 20. a) | 28. a) | 36. b) |
| 5. c) | 13. c) | 21. c) | 29. c) | |
| 6. b) | 14. a) | 22. c) | 30. d) | |
| 7. c) | 15. c) | 23. a) | 31. c) | |
| 8. d) | 16. d) | 24. a) | 32. b) | |

Avez-vous compris ?

- 9.1** $v_{out} = 2,24 \text{ V}$.
- 9.3** $r_f = 4,9 \text{ k}\Omega$.
- 9.5** $z_{in(base)} = 303 \text{ k}\Omega$; $z_{in(étage)} = 4,92 \text{ k}\Omega$.
- 9.6** $v_{in} \approx 0,893 \text{ V}$.
- 9.7** $v_{in} = 0,979 \text{ V}$; $v_{out} = 0,974 \text{ V}$.
- 9.8** $z_{out} = 3,33 \Omega$.
- 9.9** $z_{out} = 2,86 \Omega$.
- 9.10** $A_v = 222$.
- 9.11** $A_v = 6,28$.
- 9.12** $\beta = 5\,625$; $I_{B1} = 14,3 \mu\text{A}$; $z_{in(base)} = 112,5 \text{ k}\Omega$.
- 9.13** $V_{out} = 7,5 \text{ V}$; $I_z = 5 \text{ mA}$.
- 9.14** $V_{out} = 18,9 \text{ V}$.
- 9.15** $V_{out} = 76,9 \text{ mV}_{pp}$.

Les amplificateurs de puissance

10

Objectifs

- Montrer comment on détermine les droites de charge DC et AC et le point de fonctionnement pour un amplificateur EC ou CC.
- Calculer l'amplitude maximale crête à crête du signal (MPP) que l'on peut obtenir avant l'écrêtage pour un ampli EC ou CC.
- Décrire les propriétés des amplificateurs, y compris les classes de fonctionnement, les types de liaisons et les gammes de fréquences.
- Dessiner le schéma d'un amplificateur *push-pull* et expliquer son fonctionnement.
- Déterminer le rendement des amplificateurs de puissance.
- Discuter les facteurs qui limitent la puissance admissible d'un transistor et ce qui peut être fait pour l'augmenter.

Vocabulaire

Amplificateur audio	Classe AB	Fonctionnement	Harmoniques
Amplificateur de puissance	Coefficient de remplissage	en classe A	Large bande
Amplificateur radiofréquence (RF)	Compliance de sortie AC	Fonctionnement en classe B	Liaison directe
Amplificateur RF accordable	Courant d'alimentation	Fonctionnement en classe C	Liaison par condensateur
Bande étroite	Diode de compensation	Fonctionnement grand signal	Liaison par transformateur
Bande passante (BP)	Distorsion de croisement	Fonctionnement grand signal	Préamplificateur
	Droite de charge AC	Gain en puissance	Push-pull
	Emballlement thermique		Rendement

En quelques mots

Dans la plupart des applications utilisant des systèmes électroniques, le signal d'entrée est faible. Après plusieurs étages d'amplification de la tension, il devient important et utilise la totalité de la droite de charge. Dans les étages suivants du système, le courant collecteur est beau-coup plus grand car l'impédance de charge est beaucoup plus petite. Les haut-parleurs des amplificateurs stéréo peuvent avoir une impédance de seulement 8Ω , voire moins.

Les transistors petits-signaux ont une puissance inférieure à 1 W alors que celle des transistors de puissance est supérieure à 1 W. Les premiers sont utilisés à l'entrée du système, où la puissance du signal est faible, tandis que les seconds se trouvent près de la sortie où la puissance du signal et les courants sont importants.

Bon à Savoir

En parcourant les lettres A, B et C spécifiant les différentes classes de fonctionnement, on constate que le fonctionnement linéaire intervient pour des intervalles de temps de plus en plus courts. L'amplificateur de classe D est celui dont la sortie commute : en fait, il ne passe pratiquement aucun temps durant chaque cycle dans la région linéaire de fonctionnement. Un amplificateur de classe D est souvent utilisé comme modulateur de largeur d'impulsion, c'est-à-dire un circuit dont les impulsions de sortie ont des largeurs proportionnelles à l'amplitude du niveau du signal d'entrée de l'amplificateur.

10.1 Nomenclature des amplificateurs

Il existe plusieurs possibilités pour décrire les amplificateurs. Par exemple, on peut les caractériser par leur classe de fonctionnement, leurs liaisons entre les étages ou leur gamme de fréquences.

10.1.1 Classes de fonctionnement

Le **fonctionnement en classe A** signifie que le transistor opère toujours dans la zone active. Cela nécessite un courant collecteur pendant la totalité du cycle (360°), comme le montre la figure 10.1a. Dans ce cas, on essaie de positionner le point de fonctionnement Q vers le milieu de la droite de charge. De cette manière, le signal peut balayer la plus grande distance possible avant la saturation et le blocage qui provoquent la distorsion.

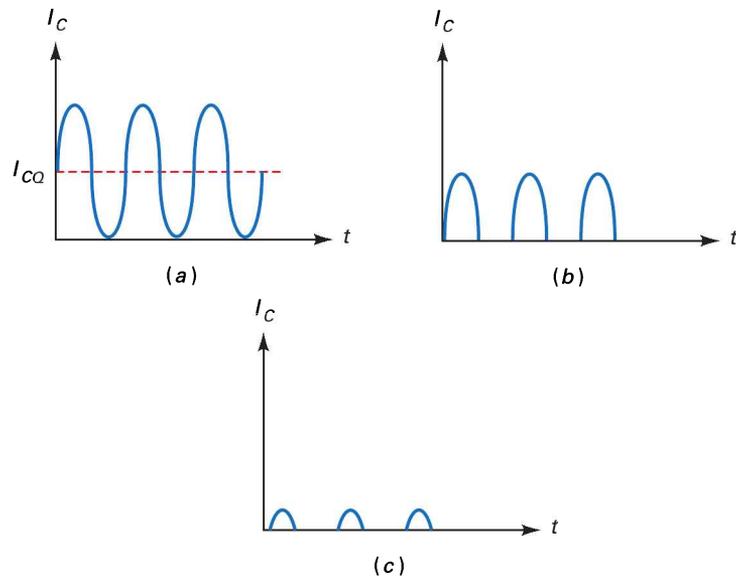


Figure 10.1
Courant collecteur :
(a) classe A ;
(b) classe B ;
(c) classe C.

Le **fonctionnement en classe B** est différent. Le courant collecteur n'existe que pendant la moitié du cycle (180°) comme le montre la figure 10.1b. Pour obtenir ce type de fonctionnement, on localise le point de fonctionnement Q au blocage. De ce fait, seule l'alternance positive de la tension AC sur la base produit un courant collecteur. Cela réduit la chaleur gaspillée dans les transistors de puissance.

Le **fonctionnement en classe C** implique un courant collecteur pendant moins de 180° , comme l'illustre la figure 10.1c. Avec un fonctionnement en classe C, une partie de l'alternance positive de la tension AC sur la base produit du courant collecteur. Le résultat est de brèves impulsions telles que celles de la figure 10.1c.

Bon à Savoir

La plupart des amplificateurs en circuit intégré utilisent un couplage direct entre les étages.

10.1.2 Types de liaisons

La figure 10.2a illustre une **liaison par condensateur**. Le condensateur de liaison transmet la tension AC amplifiée à l'étage suivant. La **liaison par transformateur** est représentée sur la figure 10.2b. Ici, la tension AC est transmise à l'étage suivant par l'intermédiaire d'un transformateur. Les liaisons par condensateur et par

transformateur sont des exemples de transmission du signal AC avec blocage de la tension DC.

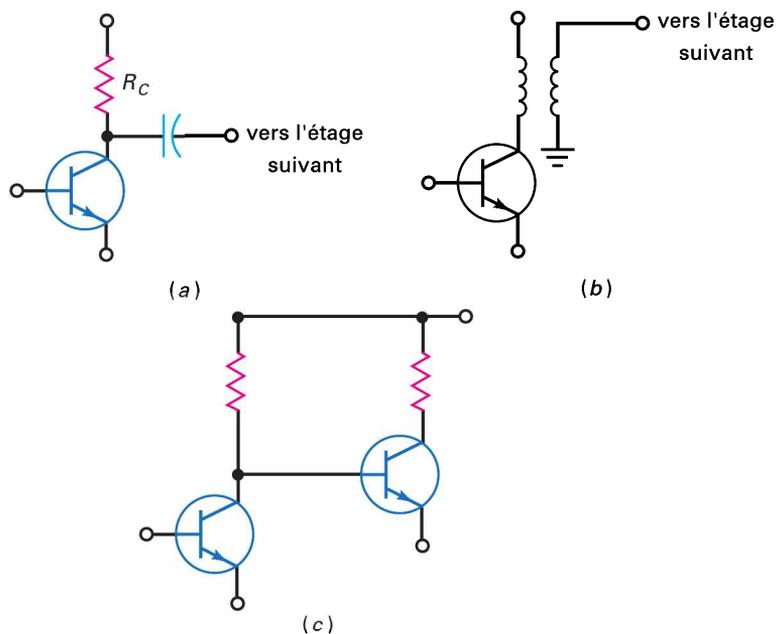


Figure 10.2
Types de liaisons :
(a) par capacité ;
(b) par transformateur ;
(c) directe.

La **liaison directe** est différente. La figure 10.2c montre une liaison directe entre le collecteur d'un premier transistor et la base d'un second. Ici, les tensions AC et DC sont transmises simultanément, donc il n'y a pas de limite basse fréquence. Un amplificateur à liaison directe est parfois appelé *ampli continu*.

10.1.3 Gammes de fréquences

Une autre classification des amplis est donnée par leur gamme de fréquences. Un **amplificateur audio** fonctionne dans la plage qui va de 20 Hz à 20 kHz. Par contre, un **amplificateur radiofréquence (RF)** opère à des fréquences supérieures à 20 kHz et généralement nettement plus. Par exemple, les amplis RF dans les radios en modulation d'amplitude (AM) amplifient les fréquences entre 535 kHz (150 kHz en Europe) et 1605 kHz ; en modulation de fréquence (FM), celles entre 88 MHz et 108 MHz.

Les amplis sont aussi classés en **bande étroite** ou en **large bande**. Un ampli bande étroite fonctionne dans une petite échelle de fréquences, par exemple entre 450 kHz et 460 kHz. Un ampli large bande opère dans une large plage, par exemple de 0 à 1 MHz.

Les amplis à bande étroite sont aussi appelés **amplificateurs RF accordables** car leur charge AC est un circuit résonant de grand coefficient de qualité accordé sur une station de radio ou un canal de télévision. Les amplis large bande ne sont généralement pas accordables, leur charge est une résistance.

La figure 10.3a est un exemple d'ampli RF accordable. Le circuit LC parallèle résonne à une certaine fréquence ; si son coefficient de qualité Q est grand, la largeur de bande est étroite. Le signal de sortie est transmis par un condensateur de liaison à l'étage suivant.

La figure 10.3b est un autre exemple d'ampli RF accordable. Cette fois, le signal de sortie à bande étroite est relié par transformateur à l'étage suivant.

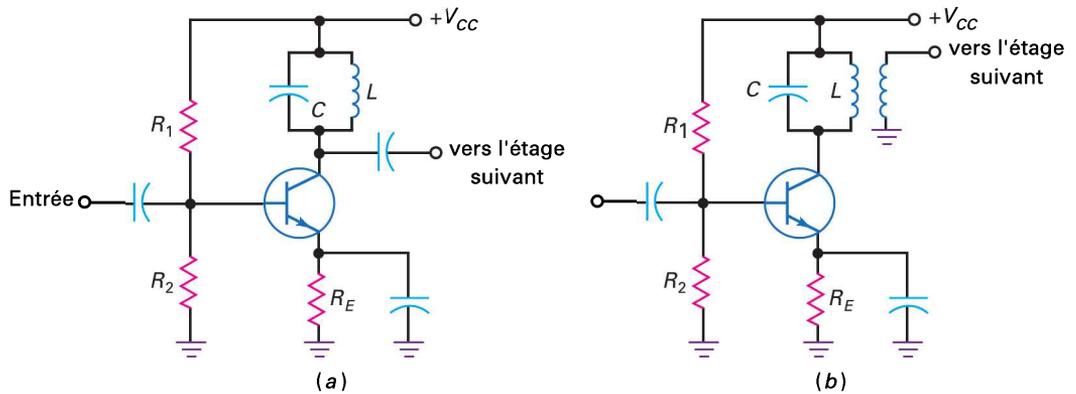


Figure 10.3
Amplis RF accordables.
(a) Liaison par condensateur ;
(b) liaison par transformateur.

10.1.4 Niveaux des signaux

Nous avons déjà envisagé le *fonctionnement petit signal* dans lequel la variation crête à crête du courant collecteur est inférieure à 10 % de sa valeur continue. Dans le **fonctionnement grand signal**, la variation crête à crête du signal couvre toute la droite de charge ou plus. Dans un ensemble stéréo, le petit signal d'un tuner radio, d'un lecteur de bande ou de CD, est appliqué à l'entrée d'un **préamplificateur**, un amplificateur faible bruit qui est conçu avec la bonne impédance d'entrée pour récupérer le signal de la source en entrée, fournir une certaine amplification et fournir la sortie pour l'étage suivant. Après le préampli, un ou plusieurs étages d'amplification sont utilisés pour produire une sortie de plus grande amplitude capable d'attaquer les commandes de tonalité et de volume. Le signal est ensuite appliqué à l'entrée d'un **amplificateur de puissance** dont la puissance de sortie peut s'étaler d'une centaine de milliwatts à des centaines de watts.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons envisager les amplificateurs de puissance et les sujets liés tels que la droite de charge AC, le gain en puissance et le rendement.

10.2 Les deux droites de charge

Chaque amplificateur possède deux circuits équivalents : l'un pour le régime continu, l'autre pour le régime alternatif. Il dispose donc de deux droites de charge : l'une valable pour le régime continu, c'est la droite de charge DC ; l'autre valable pour le régime alternatif, c'est la droite de charge AC. En petit signal, la position du point de fonctionnement Q n'est pas critique. En grand signal, le point Q doit être situé au milieu de la droite de charge AC pour obtenir la plus grande amplitude maximale à la sortie.

10.2.1 La droite de charge DC

La figure 10.4a représente un amplificateur polarisé par diviseur de tension (PDT). Une méthode pour déplacer le point Q est de modifier la valeur de la résistance R_2 . Pour les très grandes valeurs de R_2 , le transistor se trouve à la saturation et le courant est donné par :

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (10.1)$$

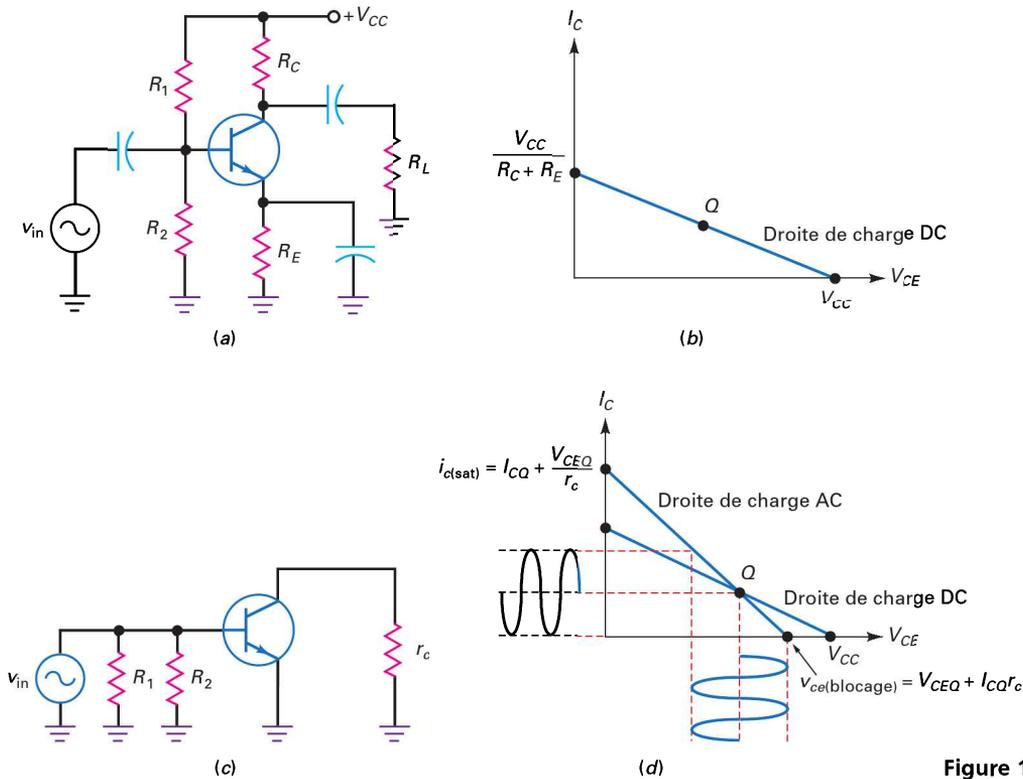


Figure 10.4
 (a) Ampli PDT ;
 (b) droite de charge DC ;
 (c) circuit équivalent AC ;
 (d) droite de charge AC.

Les très petites valeurs de R_2 conduisent le transistor au blocage et la tension est donnée par :

$$V_{CE(\text{blocage})} = V_{CC} \quad (10.2)$$

La figure 10.4b illustre la droite de charge DC avec le point de fonctionnement Q .

10.2.2 La droite de charge AC

La figure 10.4c représente le circuit équivalent AC de l'ampli PDT. Avec l'émetteur à la masse AC, R_E n'a plus aucun effet. De plus, la résistance de collecteur AC est inférieure à sa résistance DC. Donc, si un signal alternatif intervient, le point de fonctionnement instantané évolue sur la **droite de charge AC** de la figure 10.4d. En d'autres termes, les valeurs crête à crête du courant sinusoïdal et de la tension sont déterminées par la droite de charge AC.

Comme le montre la figure 10.4d, les points de saturation et de blocage ne sont pas les mêmes sur les droites de charge AC et DC. Puisque la résistance AC émetteur et collecteur est plus faible que la résistance DC, la droite de charge AC est plus raide. Il est important de noter que les droites de charge AC et DC se croisent au point Q . Ceci arrive lorsque la tension d'entrée passe par 0.

Examinons comment calculer les extrémités de la droite de charge AC. La tension sur le collecteur nous permet d'écrire :

$$v_{ce} + i_c r_c = 0$$

ou

$$i_c = -\frac{v_{ce}}{r_c} \quad (10.3)$$

Le courant AC sur le collecteur est donné par :

$$i_c = \Delta I_C = I_C - I_{CQ}$$

et la tension AC sur le collecteur est :

$$v_{ce} = \Delta V_{CE} = V_{CE} - V_{CEQ}$$

En substituant ces expressions en (10.3) on arrive à :

$$I_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} - \frac{V_{CE}}{r_c} \quad (10.4)$$

C'est l'équation de la droite de charge AC. Quand le transistor vient à saturation, V_{CE} est nul et l'équation (10.4) nous donne :

$$i_{c(\text{sat})} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} \quad (10.5)$$

où $i_{c(\text{sat})}$ = courant AC de saturation

I_{CQ} = courant de collecteur DC

V_{CEQ} = tension DC de collecteur-émetteur

r_c = résistance AC vue du collecteur

Lorsque le transistor vient au blocage, w . I_C est nul. Puisque

$$v_{ce(\text{blocage})} = V_{CEQ} + \Delta V_{CE}$$

et

$$\Delta V_{CE} = (\Delta I_C)(r_c)$$

on peut substituer et obtenir :

$$\Delta V_{CE} = (I_{CQ} - OA)(r_c)$$

ce qui donne :

$$v_{ce(\text{blocage})} = V_{CEQ} + I_{CQ}r_c \quad (10.6)$$

La valeur crête à crête maximale (MPP) de la tension est toujours inférieure à la tension de la source, car la droite de charge AC présente une pente plus importante que la droite de charge DC. La formule est :

$$\text{MPP} < V_{CC} \quad (10.7)$$

Par exemple, si la tension d'alimentation est égale à 10 V, la valeur crête à crête maximale de la sortie sinusoïdale est inférieure à 10 V.

10.2.3 Écrêtage des grands signaux

Quand le point de fonctionnement Q est au milieu de la droite de charge DC (figure 10.4d), le signal AC ne peut utiliser la totalité de la droite de charge AC sans présenter un écrêtage. Par exemple, d'après la figure 10.5a, si le signal AC augmente, nous obtenons l'écrêtage dû au blocage.

Si le point Q est déplacé vers le haut (figure 10.5b), un grand signal amène le transistor à la saturation. Dans ce cas, nous obtenons l'écrêtage par la saturation. Les deux écrêtages sont indésirables car ils distordent le signal. Quand un tel signal distordu arrive au haut-parleur, le son est désagréable.

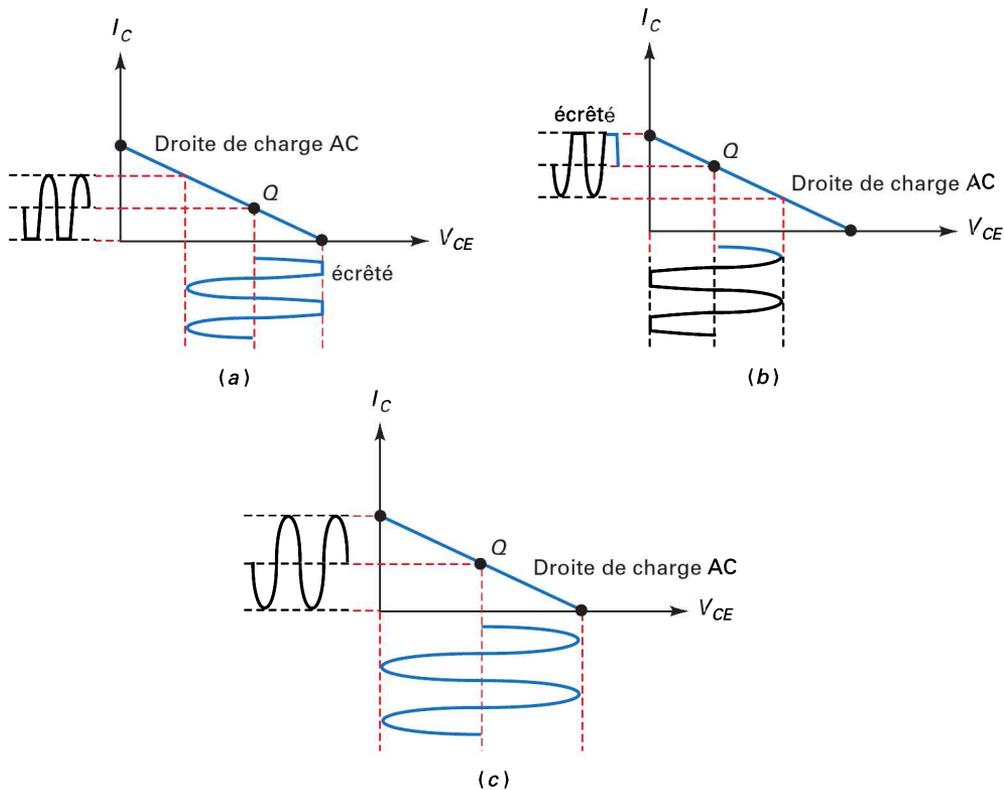


Figure 10.5
 (a) Écrêtage par blocage ;
 (b) écrêtage par saturation ;
 (c) point Q optimal.

Un ampli grand signal bien conçu présente un point Q au milieu de la droite de charge AC (figure 10.5c). Dans ce cas, nous avons la sortie crête à crête maximale sans distorsion. Cette tension AC crête à crête maximale sans distorsion est parfois appelée **compliance de sortie AC**.

10.2.4 Sortie maximale

Si le point Q est au-dessous du milieu de la droite de charge AC, l'amplitude crête maximale (MP) de la tension de sortie est $I_{CQ}r_c$ (figure 10.6a). Par contre, si le point de fonctionnement est au-dessus du milieu, l'amplitude crête maximale de la tension de sortie est V_{CEQ} (figure 10.6b).

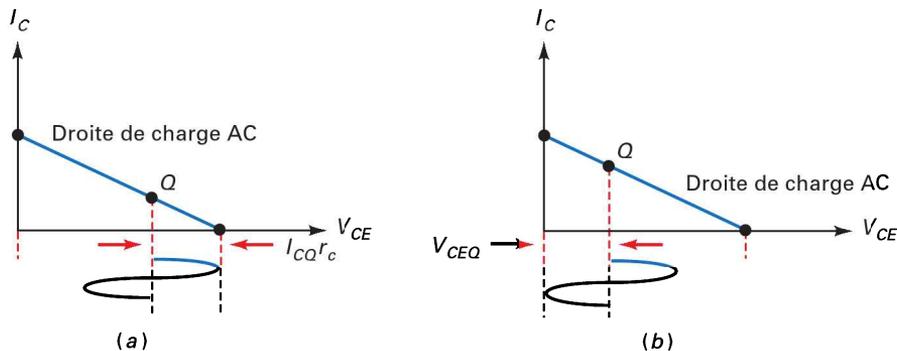


Figure 10.6
 Point Q au milieu de la droite de charge AC.

Pour un point de fonctionnement quelconque, la valeur crête maximale de la tension de sortie est :

$$MP = \min(I_{CQ}r_c; V_{CEQ}) \quad (10.8)$$

(c'est-à-dire la plus petite des deux valeurs $I_{CQ}r_c$ et V_{CEQ})
et l'amplitude crête à crête maximale vaut deux fois cette valeur :

$$MPP = 2 MP \quad (10.9)$$

Les relations (10.8) et (10.9) sont utiles en dépannage pour déterminer la sortie maximale sans écrêtage.

Quand le point Q est au milieu de la droite de charge AC, on a :

$$I_{CQ}r_c = V_{CEQ} \quad (10.10)$$

À la conception, il faut essayer de satisfaire le plus possible cette condition, compte tenu des tolérances des résistances. La résistance émetteur du circuit peut être ajustée de façon à trouver le point Q optimum. La résistance émetteur optimale est définie par la formule :

$$R_E = \frac{R_C + r_c}{V_{cc} / V_E - 1} \quad (10.11)$$

Multisim

Question 10.1

Quelles sont les valeurs de I_{CQ} , V_{CEQ} et r_c d'après la figure 10.7 ?

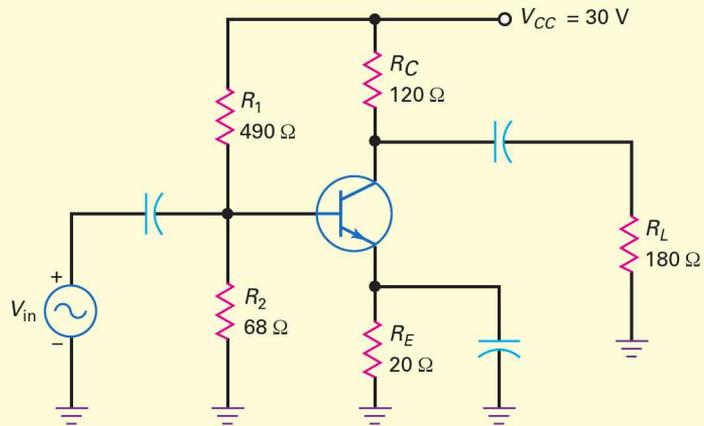


Figure 10.7

Réponse

$$V_B = \frac{68 \Omega}{68 \Omega + 490 \text{ k}\Omega} (30 \text{ V}) = 3,7 \text{ V}$$

$$V_E = V_B - 0,7 \text{ V} = 3,7 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 3 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{3 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} = 150 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} \cong I_E = 150 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = V_C - V_E = 12 \text{ V} - 3 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

$$r_c = R_C \parallel R_L = 120 \Omega \parallel 180 \Omega = 72 \Omega$$

10.1 Avez-vous compris ? À la figure 10.7, faire passer R_E de 20Ω à 30Ω . Calculer alors I_{CQ} et V_{CEQ} .

Question 10.2

Déterminer les points de saturation et de blocage en figure 10.7. Quelle est la tension crête à crête maximale de sortie ?

Réponse En partant de la question 10.1, le point Q du transistor est :

$$I_{CQ} = 150 \text{ mA} \quad \text{et} \quad V_{CEQ} = 9 \text{ V}$$

Déterminons d'abord la résistance collecteur AC, r_c :

$$r_c = R_C \parallel R_L = 120 \Omega \parallel 180 \Omega = 72 \Omega$$

Puis les extrémités de la droite de charge AC :

$$i_{c(\text{sat})} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} = 150 \text{ mA} + \frac{9 \text{ V}}{72 \Omega} = 275 \text{ mA}$$

$$v_{ce(\text{blocage})} = V_{CEQ} + I_{CQ}r_c = 9 \text{ V} + (150 \text{ mA})(72 \Omega) = 19,8 \text{ V}$$

Déterminons la valeur MPP. Avec une tension d'alimentation de 30 V :

$$\text{MPP} < 30 \text{ V}$$

MP sera la plus petite des deux valeurs :

$$I_{CQ}r_c = (150 \text{ mA})(72 \Omega) = 10,8 \text{ V}$$

et

$$V_{CEQ} = 9 \text{ V}$$

Alors, $\text{MPP} = 2(9 \text{ V}) = 18 \text{ V}$

10.2 Avez-vous compris ? En reprenant la question 10.2, changer R_E en 30Ω et déterminer $i_{c(\text{sat})}$, $v_{ce(\text{blocage})}$, et MPP.

10.3 Fonctionnement en classe A

L'amplificateur polarisé par diviseur de tension de la figure 10.8a est de type classe A. Tant que le signal de sortie n'est pas écrêté, le courant collecteur existe pendant la totalité du cycle. Dit d'une autre manière, à aucun moment il n'y a d'écrêtage dans ce montage. Maintenant, voyons les relations utiles dans l'étude des amplificateurs classe A.

10.3.1 Gain en puissance

Outre le gain en tension, chaque amplificateur possède un **gain en puissance** défini par :

$$A_p = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \quad (10.12)$$

Bon à Savoir

Le gain de puissance A_p d'un amplificateur à émetteur commun est égal à $A_v \times A_i$. Comme A_i peut s'écrire $A_i = A_v \times Z_{in}/R_L$, A_p peut être écrit sous la forme $A_p = A_v \times A_v \times Z_{in}/R_L$ ou $A_p = A_v^2 \times Z_{in}/R_L$

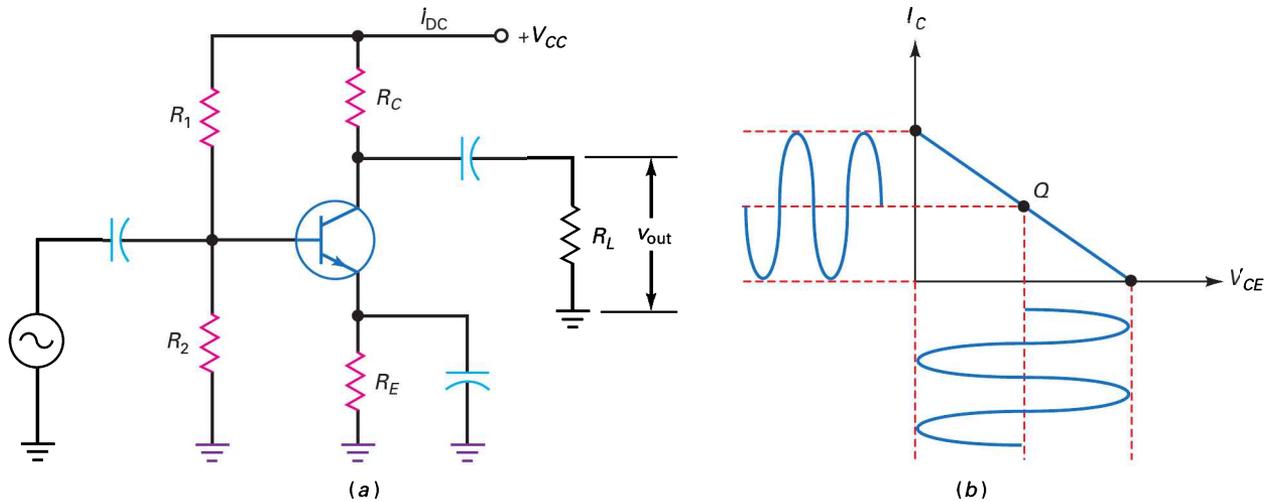


Figure 10.8
Amplificateur classe A.

Le gain en puissance est la puissance AC à la sortie divisée par la puissance AC à l'entrée.

Par exemple, l'ampli de la figure 10.8a présente une puissance à la sortie de 10 mW et une puissance à l'entrée de 10 μ W, son gain en puissance est :

$$A_p = \frac{10 \text{ mW}}{10 \mu\text{W}} = 1\,000$$

10.3.2 Puissance de sortie

Avec la tension de sortie fournie en volts efficaces (figure 10.8a), la puissance de sortie s'écrit :

$$p_{\text{out}} = \frac{v_{\text{eff}}^2}{R_L} \quad (10.13)$$

Généralement, la mesure de la tension de sortie s'effectue avec un oscilloscope et elle donne la valeur crête à crête. Dans ce cas, une expression plus pratique de la puissance de sortie s'écrit :

$$p_{\text{out}} = \frac{v_{\text{out}}^2}{8R_L} \quad (10.14)$$

Le facteur 8 du dénominateur s'explique par la relation $v_{\text{pp}} = 2\sqrt{2} v_{\text{eff}}$, le carré de $2\sqrt{2}$ est égal à 8.

La puissance maximale de sortie s'obtient quand l'ampli délivre la valeur crête à crête maximale (figure 10.8b). Dans ce cas particulier, $v_{\text{pp}} = \text{MPP}$, et la puissance maximale devient :

$$p_{\text{out(max)}} = \frac{\text{MPP}^2}{8R_L} \quad (10.15)$$

10.3.3 Puissance dissipée par le transistor

Quand il n'y a pas de signal appliqué sur l'ampli de la figure 10.8a, la puissance dissipée à cause de la polarisation au point de fonctionnement est :

$$P_{\text{DQ}} = V_{\text{CEQ}} I_{\text{CQ}} \quad (10.16)$$

Cela tombe sous le sens, la puissance dissipée au point de polarisation est égale au produit de la tension par le courant.

En présence d'un signal, la puissance dissipée par le transistor diminue car une partie de la puissance absorbée est convertie en puissance du signal. Pour cette raison, la puissance dissipée au point de polarisation est le pire des cas. Par conséquent, la gamme de puissance d'un transistor dans une amplification classe A doit être supérieure à P_{DQ} , sinon il est détruit.

10.3.4 Courant d'alimentation

Comme on le voit sur la figure 10.8a, la source de tension DC doit fournir un courant statique I_{DC} à l'amplificateur. Ce courant continu a deux composantes : l'une est pour la polarisation, elle traverse le pont diviseur ; l'autre est le courant collecteur du transistor. Le courant I_{DC} est appelé **courant d'alimentation** de l'étage. Dans le cas d'un montage à plusieurs étages, il faut additionner les courants de chaque étage pour obtenir le courant d'alimentation total.

10.3.5 Rendement

La puissance fournie par la source à l'amplificateur est :

$$P_{DC} = V_{CC} I_{DC} \quad (10.17)$$

Pour comparer les performances des amplis de puissance, on utilise le **rendement** défini par :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \times 100 \% \quad (10.18)$$

Le rendement est la puissance alternative recueillie à la sortie divisée par la puissance continue fournie au montage.

Il est compris entre 0 et 100 %. Il donne une échelle pour comparer les différents montages car il indique la quantité de puissance DC incidente transformée en puissance AC sur la sortie. Plus le rendement est élevé, plus la conversion est importante. C'est un paramètre fondamental pour la durée des batteries dans un équipement autonome, un bon rendement signifie une longue durée de fonctionnement.

Puisque toutes les résistances, exceptée la résistance de charge, gaspillent de la puissance, le rendement est inférieur à 100 % dans un ampli classe A. En fait, on peut montrer que le rendement maximal avec une résistance de collecteur et une résistance de charge séparées est 25 %.

Dans certaines applications, cette faible valeur est acceptable. Par exemple, les étages petits signaux à l'entrée des systèmes acceptent bien les faibles rendements car la puissance continue fournie est faible. En fait, si l'étage final d'un système doit fournir uniquement quelques centaines de milliwatts, le courant d'alimentation est encore acceptable. Mais pour les étages de sortie qui doivent délivrer des watts, le courant d'alimentation devient trop important pour un ampli classe A.

Bon à Savoir

L'efficacité peut aussi être définie comme la capacité de l'amplificateur à convertir sa puissance d'entrée DC en puissance de sortie DC utile.

Question 10.3

D'après la figure 10.9a, si la tension crête à crête de la sortie est 18 V et l'impédance d'entrée de la base 100 Ω , quel est le gain en puissance ?

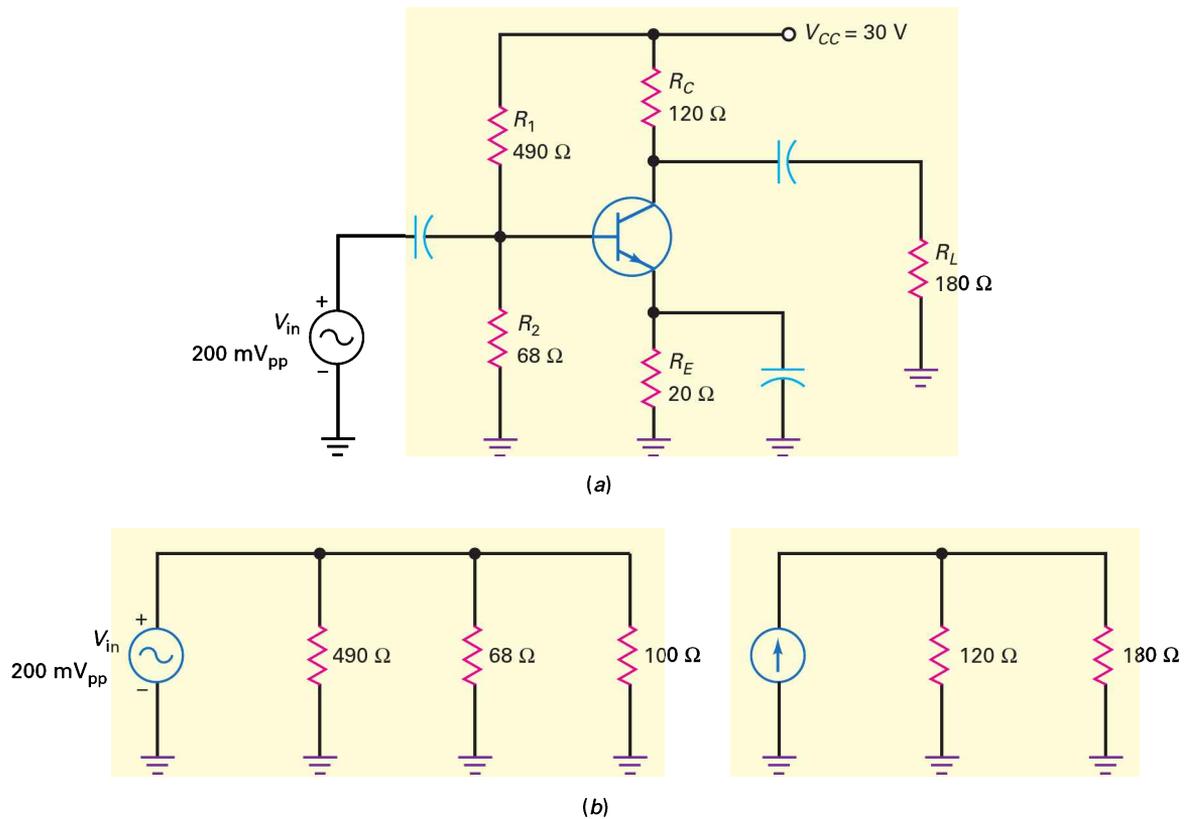


Figure 10.9

Réponse Comme l'indique la figure 10.9b :

$$z_{in(\text{étage})} = 490 \, \Omega \parallel 68 \, \Omega \parallel 100 \, \Omega = 37,4 \, \Omega$$

La puissance AC à l'entrée est :

$$p_{in} = \frac{(200 \, \text{mV})^2}{8(37,4)} = 133,7 \, \mu\text{W}$$

La puissance AC à la sortie est :

$$p_{out} = \frac{(18 \, \text{V})^2}{8(180 \, \Omega)} = 225 \, \text{mW}$$

Le gain en puissance vaut :

$$A_p = \frac{225 \, \text{mW}}{133,7 \, \mu\text{W}} = 1 \, 683$$

10.3 Avez-vous compris ? À la figure 10.9a, si R_L vaut $120 \, \Omega$, et que la tension de sortie crête à crête vaut $12 \, \text{V}$, quel est le gain en puissance ?

III Multisim

Question 10.4

Quelle est la puissance dissipée par le transistor et le rendement d'après la figure 10.9a ?

Réponse Le courant émetteur DC est :

$$I_E = \frac{3 \text{ V}}{20 \Omega} = 150 \text{ mA}$$

La tension collecteur DC est :

$$V_C = 30 \text{ V} - (150 \text{ mA})(120 \Omega) = 12 \text{ V}$$

et la tension collecteur-émetteur au point de fonctionnement :

$$V_{CEQ} = 12 \text{ V} - 3 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

La puissance dissipée par le transistor vaut :

$$P_{DQ} = V_{CEQ} I_{CQ} = (9 \text{ V})(150 \text{ mA}) = 1,35 \text{ W}$$

Pour trouver le rendement de l'étage :

$$I_{\text{pont}} = \frac{30 \text{ V}}{490 \Omega + 68 \Omega} = 53,8 \text{ mA}$$

$$I_{DC} = I_{\text{pont}} + I_{CQ} = 53,8 \text{ mA} + 150 \text{ mA} = 203,8 \text{ mA}$$

La puissance DC consommée dans l'étage vaut :

$$P_{DC} = V_{CC} I_{DC} = (30 \text{ V})(203,8 \text{ mA}) = 6,11 \text{ W}$$

Or, la puissance de sortie (trouvée à la question 10.3) est 225 mW, le rendement vaut donc :

$$\eta = \frac{225 \text{ mW}}{6,11 \text{ W}} \times 100 \% = 3,68 \%$$

Question 10.5

Décrivez le fonctionnement du montage représenté par la figure 10.10.

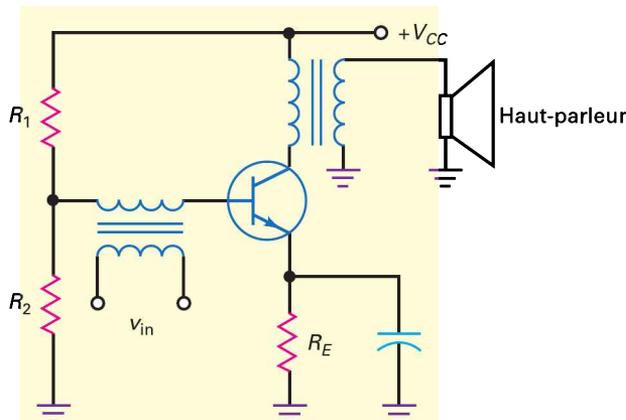


Figure 10.10
Amplificateur de puissance
classe A.

Réponse C'est un amplificateur de puissance classe A alimentant un haut-parleur. L'ampli est polarisé par un diviseur de tension et le signal AC d'entrée est appliqué sur la base par un transformateur. Le transistor relié au haut-parleur par un transformateur donne les gains en tension et en puissance.

Un petit haut-parleur d'impédance $3,2 \Omega$ nécessite seulement 100 mW pour fonctionner. Un haut-parleur plus important avec une impédance de 8Ω demanderait entre 300 mW et 500 mW. Donc, un ampli de puissance de classe A, tel que celui de la figure 10.10, est adapté pour cette puissance 100 mW à la sortie. Puisque la résistance de charge est aussi la résistance de collecteur AC, le rendement de ce montage classe A est plus important que pour ceux discutés précédemment.

En raison des propriétés du transformateur, la résistance de charge du haut-parleur apparaît $(N_p/N_s)^2$ plus grande au collecteur. Si le rapport de transformation du transformateur était de 10/1, un haut-parleur de 32Ω apparaîtrait comme 320Ω au collecteur.

Les amplis précédents possèdent une résistance de collecteur R_C et une résistance de charge R_L différentes. Le mieux à faire, pour obtenir un rendement maximal de 25 % dans ce cas, consiste à réaliser une adaptation d'impédance $R_L = R_C$. Lorsque la résistance de charge est la résistance de collecteur AC, comme sur la figure 10.10, elle reçoit deux fois plus de puissance et le rendement maximal atteint 50 %.

10.5 Avez-vous compris ? À la figure 10.10, quelle résistance ferait apparaître au collecteur un haut-parleur de 8Ω si le rapport de transformation était de 5/1 ?

10.3.6 Amplification de puissance de l'émetteur-suiveur

Si l'émetteur suiveur est utilisé en amplificateur de puissance classe A en bout de chaîne, il faut placer le point de fonctionnement Q au milieu de la droite de charge AC pour obtenir la valeur crête à crête maximale de la sortie (MPP).

Sur la figure 10.11a, une forte valeur de R_2 sature le transistor en donnant un courant :

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_E} \quad (10.19)$$

Une faible valeur de R_2 amène le transistor au blocage avec une tension :

$$V_{CE(\text{bocage})} = V_{CC} \quad (10.20)$$

La figure 10.11b représente la droite de charge DC avec le point de fonctionnement Q .

À la figure 10.11a, la résistance d'émetteur AC est plus faible que la résistance DC. C'est pourquoi, lorsqu'il y a un signal AC, le point de fonctionnement instantané se déplace sur la droite de charge AC (figure 10.11c). Comme on le voit, les valeurs crête à crête du courant et de la tension sont fixées par la droite de charge AC.

Comme l'illustre la figure 10.11c, les extrémités de la droite de charge AC sont données par :

$$i_{c(\text{sat})} = I_{CQ} + \frac{V_{CE}}{r_e} \quad (10.21)$$

et

$$V_{CE(\text{bocage})} = V_{CE} + I_{CQ}r_e \quad (10.22)$$

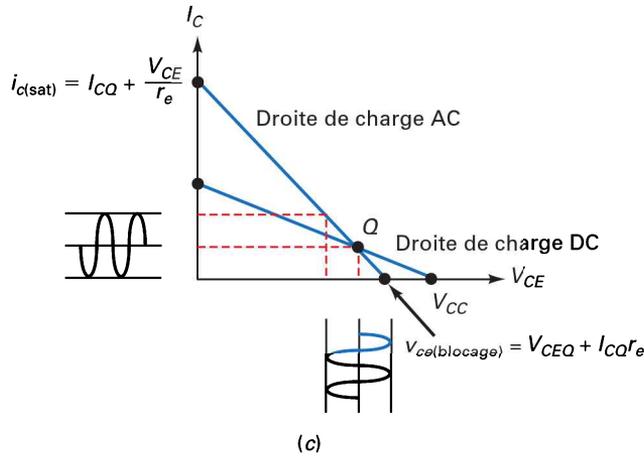
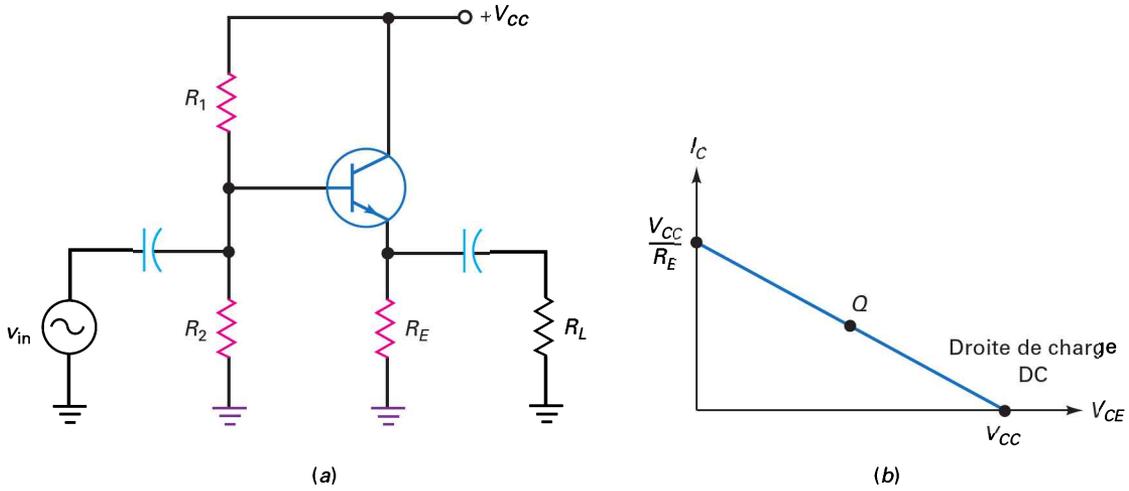


Figure 10.11 Droites de charge AC et DC.

La pente de la droite de charge AC étant supérieure à celle de la droite de charge DC, la sortie crête à crête maximale est toujours inférieure à la tension d'alimentation. Comme avec l'amplificateur EC classe A, $MPP < V_{CC}$.

Lorsque le point Q est situé au-dessous du milieu de la droite de charge AC, la valeur crête maximale (MP) vaut $I_{CQ}r_e$ (figure 10.12a). En revanche, si le point Q est au-dessus de ce milieu, la tension crête maximale est V_{CEQ} (figure 10.12b).

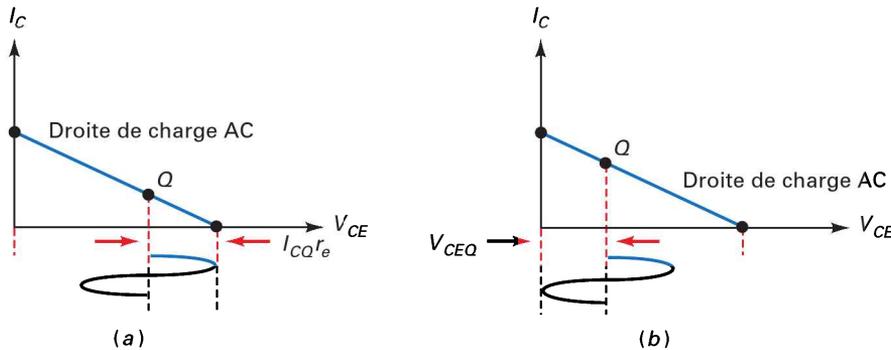


Figure 10.12 Variantes des crêtes maximales.

Comme on peut le voir, on détermine la valeur MPP pour un ampli émetteur-suiveur de la même façon que pour un ampli EC. La différence est qu'on utilise alors la résistance d'émetteur AC r_e au lieu de la résistance de collecteur r_c . Pour augmenter le niveau de puissance de sortie, on peut aussi relier l'émetteur-suiveur à un montage Darlington.

III Multisim

Question 10.6

Quelles sont les valeurs de I_{CQ} , V_{CEQ} et r_e à la figure 10.13 ?

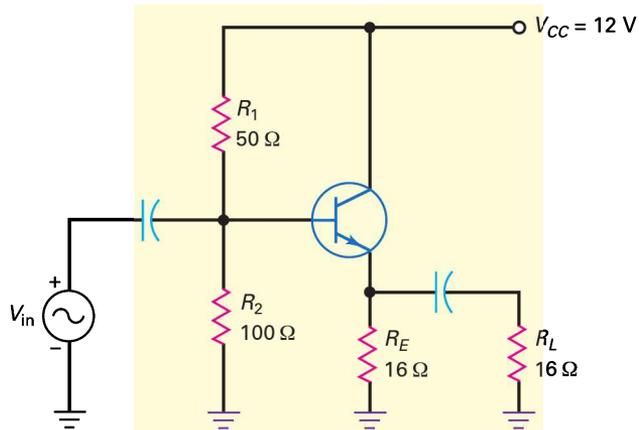


Figure 10.13
Ampli de puissance à émetteur suiveur.

Réponse

$$I_{CQ} = \frac{8 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{16 \Omega} = 456 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = 12 \text{ V} - 7,3 \text{ V} = 4,7 \text{ V}$$

et

$$r_e = 16 \Omega \parallel 16 \Omega = 8 \Omega$$

10.6 Avez-vous compris ? À la figure 10.13, changer R_1 en 100Ω et trouver I_{CQ} , V_{CEQ} et r_e .

Question 10.7

Donner les points de saturation et de blocage de la figure 10.13. Trouver la tension de sortie MPP.

Réponse Selon la question 10.6, le point Q DC est :

$$I_{CQ} = 456 \text{ mA} \quad \text{et} \quad V_{CEQ} = 4,7 \text{ V}$$

Les points de saturation et de blocage de la droite de charge AC sont donnés par :

$$r_e = R_C \parallel R_L = 16 \Omega \parallel 16 \Omega = 8 \Omega$$

$$I_{c(\text{sat})} = I_{CQ} + \frac{V_{CE}}{r_e} = 456 \text{ mA} + \frac{4,7 \text{ V}}{8 \Omega} = 1,04 \text{ A}$$

$$v_{ce(\text{blocage})} = V_{CEQ} + I_{CQ}r_e = 4,7 \text{ V} + (456 \text{ mA})(8 \Omega) = 8,35 \text{ V}$$

On trouve MPP en prenant la plus petite des deux valeurs

$$MP = I_{CQ}r_e = (456 \text{ mA})(8 \Omega) = 3,65 \text{ V}$$

et

$$MP = V_{CEQ} = 4,7 \text{ V}$$

Ainsi, $MPP = 2(3,65 \text{ V}) = 7,3 \text{ V}_{pp}$

10.7 Avez-vous compris ? À la figure 10.13, si $R_1 = 100 \Omega$, trouver sa valeur MPP.

10.4 Fonctionnement en classe B

La classe A est une méthode pratique pour utiliser un transistor dans un montage linéaire car elle mène aux circuits de polarisation les plus simples et les plus stables. Mais elle n'est pas la méthode la plus efficace pour faire fonctionner un transistor. Dans certaines applications, comme celles alimentées par des piles, le courant d'alimentation et le rendement sont des paramètres importants pour la conception. Ce paragraphe introduit le principe fondamental du fonctionnement en classe B.

10.4.1 Le circuit push-pull

La figure 10.14 montre un amplificateur classe B classique. Lorsqu'un transistor fonctionne en classe B, il s'arrête pendant une demi-période. Pour éliminer la distorsion, on utilise deux transistors dans un montage push-pull comme celui de la figure 10.14. **Push-pull** signifie que l'un des deux transistors conduit pendant que l'autre est bloqué et réciproquement.

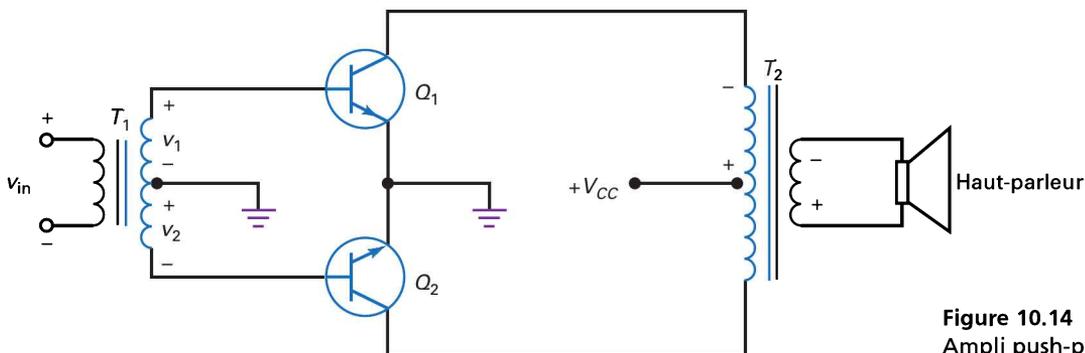


Figure 10.14
Ampli push-pull classe B.

Voici comment le montage fonctionne. Pendant l'alternance positive de la tension d'entrée, l'enroulement secondaire du transformateur T_1 donne les tensions représentées sur la figure. De ce fait, le transistor du haut, Q_1 , conduit tandis que celui du bas, Q_2 , est bloqué. Le courant collecteur de Q_1 traverse la moitié supérieure de l'enroulement primaire du transformateur T_2 . Cela produit une tension amplifiée et inversée qui est transmise par le transformateur T_2 au haut-parleur.

Pendant l'alternance suivante de la tension d'entrée, les polarités s'inversent. Maintenant, le transistor du haut se bloque tandis que le transistor du bas conduit. Celui-ci amplifie le signal qui se retrouve sur le haut-parleur.

Comme chaque transistor amplifie une demi-période du signal d'entrée, le haut parleur reçoit un signal complet et amplifié.

10.4.2 Avantages et inconvénients

Dans la figure 10.14, il n'y a pas de polarisation, chaque transistor est bloqué en l'absence de signal d'entrée ; c'est un avantage car il n'y a pas de courant d'alimentation.

Un autre avantage se trouve dans le rendement lorsqu'il y a un signal d'entrée. Le rendement maximal d'un push-pull de classe B est 78,5 %, et ce montage est plus souvent utilisé dans les étages de sortie qu'un ampli classe A.

Le principal inconvénient de cet amplificateur est l'utilisation de transformateurs comme le montre la figure 10.14. Le transformateur audio est volumineux et cher ; très utilisé à une certaine époque, maintenant il n'est plus aussi prisé. Les réalisations récentes ont éliminé son utilisation dans la plupart des applications. Nous verrons plus tard ces nouvelles conceptions.

10.5 Amplificateur push-pull classe B

Le *fonctionnement classe B* signifie que le courant collecteur existe pendant seulement 180° du cycle AC. Pour cela, le point Q est situé au blocage sur les droites de charge DC et AC. Les qualités des amplificateurs classe B sont le faible courant d'alimentation et le fort rendement de l'étage.

10.5.1 Circuit push-pull

La figure 10.15a illustre une manière de réaliser un push-pull classe B à émetteurs suiveurs. Ici, nous avons un transistor *npn* et un transistor *pnnp* montés en circuit push-pull.

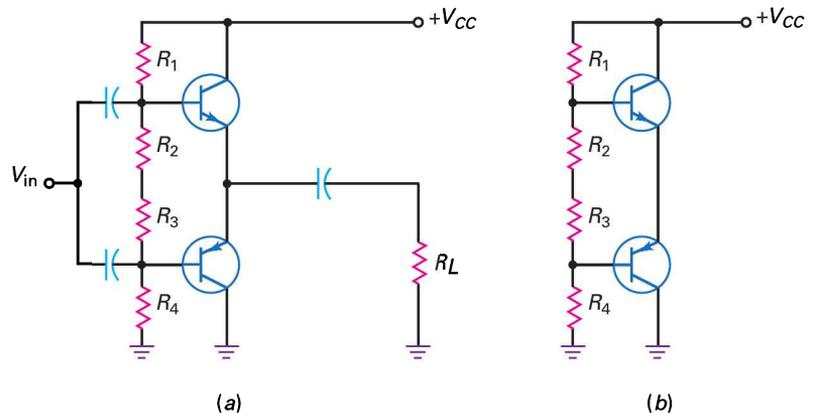


Figure 10.15
Ampli push-pull classe B
à émetteurs suiveurs.
(a) Montage complet ;
(b) circuit équivalent en continu.

Commençons l'analyse avec le circuit équivalent en continu de la figure 10.15b. Les résistances de polarisation sont choisies pour positionner le point Q au blocage. Cela donne une tension sur la diode émetteur de chaque transistor entre 0,6 V et 0,7 V pour être à la limite de la conduction. Théoriquement :

$$I_{CQ} = 0$$

Les résistances de polarisation étant identiques, chaque diode émetteur est polarisée avec la même tension. Par conséquent, la moitié de la tension d'alimentation est appliquée sur les bornes collecteur-émetteur de chaque transistor, ce qui donne :

$$I'_{CEQ} = \frac{V'_{CC}}{2} \quad (10.23)$$

10.5.2 Droite de charge DC

Puisqu'il n'y a pas de résistance dans les branches collecteur et émetteur (figure 10.15b), le courant de saturation DC est infini. Cela entraîne une droite de charge DC « verticale », comme on le voit sur la figure 10.16a. Si vous pensez que c'est dangereux, vous avez raison. La chose la plus difficile dans la réalisation d'un ampli classe B est de positionner un point Q stable au blocage. La barrière de potentiel d'une jonction silicium pn décroît de 2 mV quand la température augmente d'un degré Celsius. Toute diminution significative de I'_{BE} avec la température déplace le point Q vers des courants dangereusement forts. Pour le moment, nous supposons un point Q solidement fixé au blocage, comme dans l'exemple de la figure 10.16a.

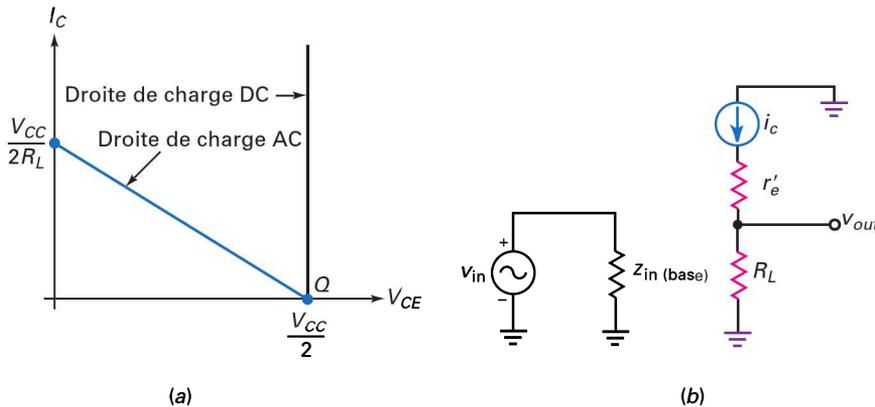


Figure 10.16
(a) Droites de charge DC et AC ;
(b) circuit équivalent AC.

10.5.3 Droite de charge AC

La figure 10.16a montre la droite de charge AC. Quand le transistor entre en conduction, son point de fonctionnement se déplace sur la droite de charge AC. La tension à ses bornes peut balayer toutes les valeurs du blocage à la saturation. Pendant l'autre alternance, le second transistor fait la même chose. La tension crête à crête maximale est :

$$MPP = V'_{CC} \quad (10.24)$$

10.5.4 Étude en régime alternatif

La figure 10.16b représente le schéma équivalent AC du transistor en conduction. Il est semblable à l'émetteur suiveur classe A. En négligeant r'_e , le gain en tension vaut :

$$A_v \approx 1 \quad (10.25)$$

et l'impédance d'entrée de la base est :

$$z_{in(base)} \approx \beta R_L \quad (10.26)$$

10.5.5 Fonctionnement global

Pendant l'alternance positive de la tension d'entrée, le transistor supérieur (figure 10.15a) conduit et l'autre est bloqué. Le premier agit comme un émetteur suiveur classique et la tension de sortie est approximativement égale à la tension d'entrée. Pendant l'alternance négative, le transistor supérieur se bloque et l'inférieur conduit. Celui-ci agit comme un émetteur suiveur de telle sorte que la tension de sortie est presque la même que la tension d'entrée. Le transistor supérieur s'occupe de l'alternance positive, l'inférieur de la négative. Pendant toute la durée de la période, la source voit la forte impédance d'entrée de l'une ou l'autre des bases.

10.5.6 La distorsion de croisement

Le schéma équivalent en alternatif du push-pull classe B est représenté par la figure 10.17a. Supposons l'absence de polarisation sur les diodes émetteur. Alors, la tension AC d'entrée doit atteindre 0,7 V pour dépasser leur barrière de potentiel, et aucun courant n'existe tant que le signal d'entrée est inférieur à 0,7 V.

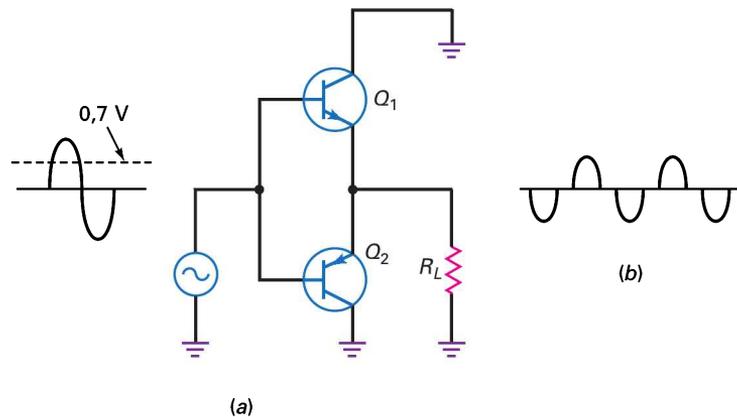
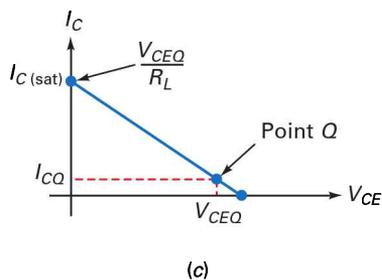


Figure 10.17
 (a) Circuit équivalent AC ;
 (b) distorsion de croisement ;
 (c) le point Q est légèrement au-dessus du blocage.



Le fonctionnement est identique pendant l'alternance négative. Aucun courant ne traverse le transistor Q_2 tant que le signal d'entrée n'est pas inférieur à $-0,7$ V. De ce fait, si aucune polarisation n'est appliquée sur les diodes émetteur, le signal de sortie de l'ampli classe B a la forme représentée par la figure 10.17b.

À cause de l'écrêtage pendant chaque demi-période, la sortie est distordue. Puisque cet écrêtage intervient entre les moments où l'un des transistors se bloque et l'autre se met à conduire, on l'a nommé **distorsion de croisement**. Pour l'éliminer, il faut appliquer une faible polarisation sur chaque diode émetteur. Cela oblige à positionner le point Q légèrement au-dessus du blocage (figure 10.17c). On prend I_{CQ} entre 1 % et 5 % du courant $I_{C(sat)}$ comme règle pour éliminer cette distorsion de croisement.

10.5.7 Fonctionnement en classe AB

D'après la figure 10.17c, la petite polarisation directe entraîne un angle de conduction légèrement supérieur à 180° car le transistor conduit un tout petit peu plus qu'une demi-période. En toute rigueur, ce n'est plus un fonctionnement classe B, et on l'identifie à la **classe AB** définie par un angle de conduction entre 180° et 360° . Mais ici, c'est à peine une classe AB, et beaucoup parlent encore d'un *circuit amplificateur push-pull classe B*, cela reste une bonne approximation.

10.5.8 Formules de la puissance

Les relations présentées dans l'encart *À Retenir* 10.1 s'appliquent à toutes les classes de fonctionnement, y compris le push-pull classe B.

Bon à Savoir

Certains amplificateurs de puissance sont polarisés pour fonctionner comme des amplificateurs de classe AB pour améliorer la linéarité du signal de sortie. Un amplificateur de classe AB a un angle de conduction d'environ 210° . Cependant, l'amélioration de la linéarité du signal de sortie a un coût – une réduction de l'efficacité du circuit.

À RETENIR 10.1 – Formules de la puissance

Équation	Valeur A
$A_p = \frac{P_{out}}{P_{in}}$	Gain en puissance
$P_{out} = \frac{v_{out}^2}{8R_L}$	Puissance AC de sortie
$P_{out(max)} = \frac{MPP^2}{8R_L}$	Puissance AC maximale de sortie
$P_{DC} = V_{CC} I_{DC}$	Puissance DC d'entrée
$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \times 100 \%$	Rendement

Quand vous utilisez ces relations pour un ampli classe B/AB, souvenez-vous que la droite de charge AC et la forme du signal sont celles qui sont représentées par la figure 10.18a. Chaque transistor conduit pendant une alternance sur deux.

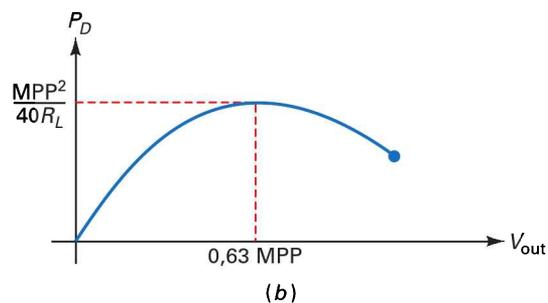
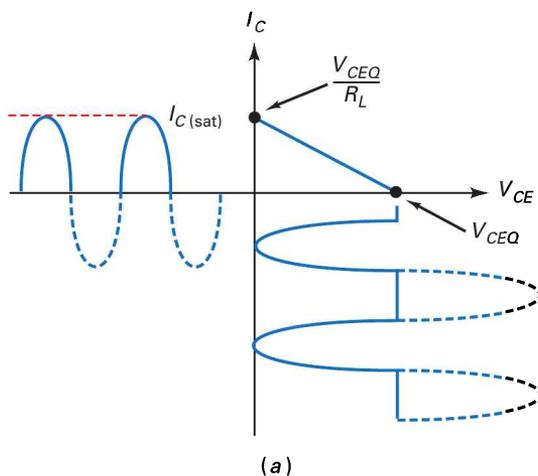


Figure 10.18
(a) Droite de charge en classe B ;
(b) puissance dissipée par le transistor.

10.5.9 Puissance dissipée par les transistors

Théoriquement, la puissance dissipée en l'absence de signal est nulle car les deux transistors sont bloqués. Si une légère polarisation directe existe pour éviter la distorsion de croisement, la puissance consommée par les transistors au repos est très faible.

En présence de signal, la puissance dissipée par les transistors devient significative. Elle dépend du parcours sur la droite de charge AC. La puissance maximale dissipée par chaque transistor est :

$$P_{D(\max)} = \frac{MPP^2}{40R_L} \quad (10.27)$$

La figure 10.18b montre la variation de P_D en fonction de la valeur crête à crête de la tension de sortie. P_D atteint un maximum quand cette valeur crête à crête est égale à 63 % de MPP. C'est alors le pire des cas, chaque transistor d'un ampli push-pull classe B/AB doit avoir une puissance maximale admissible d'au moins $MPP^2/40R_L$.

Question 10.8

La résistance variable de la figure 10.19 place les deux transistors au bord de la conduction. Quelle est la puissance maximale dissipée par chacun d'eux ? Quelle est la puissance maximale à la sortie ?

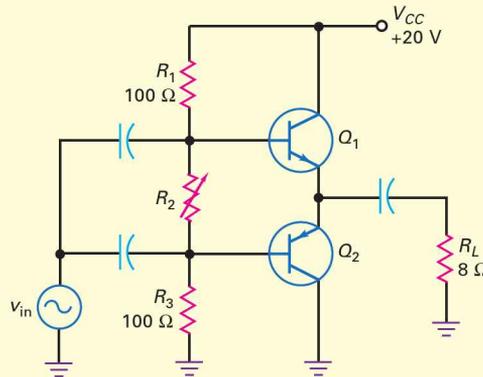


Figure 10.9

Réponse La valeur crête à crête maximale de la sortie est :

$$MPP = V_{CC} = 20 \text{ V}$$

Selon la relation (10.27) :

$$P_{D(\max)} = \frac{MPP^2}{40R_L} = \frac{(20 \text{ V})^2}{40(8 \Omega)} = 1,25 \text{ W}$$

La puissance maximale à la sortie vaut :

$$P_{\text{out}(\max)} = \frac{MPP^2}{8R_L} = \frac{(20 \text{ V})^2}{8(8 \Omega)} = 6,25 \text{ W}$$

10.8 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 10.19, faire passer V_{CC} à +30 V et calculer $P_{D(\max)}$ et $P_{\text{out}(\max)}$.

Question 10.9

Si la résistance ajustable de la question précédente vaut 15Ω , quel est le rendement ?

Réponse Le courant DC dans les résistances de polarisation vaut :

$$I_{\text{pol}} \approx \frac{20 \text{ V}}{215 \Omega} = 0,093 \text{ A}$$

Ensuite, nous devons calculer le courant DC dans le transistor supérieur. Voici comment faire. Comme il a été vu à la figure 10.18a, le courant de saturation est :

$$I_{\text{C(sat)}} = \frac{V_{\text{CEQ}}}{R_{\text{L}}} = \frac{10 \text{ V}}{8 \Omega} = 1,25 \text{ A}$$

Le courant collecteur dans le transistor est un signal demi-période avec une crête $I_{\text{C(sat)}}$. Donc, il présente la valeur moyenne :

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_{\text{C(sat)}}}{\pi} = \frac{1,25 \text{ A}}{\pi} = 0,398 \text{ A}$$

Le courant total d'alimentation est alors :

$$I_{\text{DC}} = 0,093 \text{ A} + 0,398 \text{ A} = 0,491 \text{ A}$$

La puissance DC fournie vaut :

$$P_{\text{DC}} = (20 \text{ V})(0,491 \text{ A}) = 9,82 \text{ W}$$

Le rendement de l'étage est alors :

$$\eta = \frac{p_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}} \times 100 \% = \frac{6,25 \text{ W}}{9,82 \text{ W}} \times 100 \% = 63,6 \%$$

10.9 Avez-vous compris ? Reprendre la question 10.9 en faisant passer V_{CC} à +30 V.

10.6 Polarisation des amplificateurs classe B/AB

La chose la plus difficile dans la réalisation d'un ampli classe B/AB est le positionnement d'un point Q stable près du blocage. Ce paragraphe envisage ce problème et ses solutions.

10.6.1 Polarisation par diviseur de tension

La figure 10.20 représente un push-pull classe B/AB polarisé par un diviseur de tension. Les deux transistors sont complémentaires car ils doivent posséder la même caractéristique I_{BE} , les mêmes puissances maximales admissibles, etc. Par exemple, les transistors 2N3904 Q_1 et 2N3906 Q_2 sont complémentaires : le premier est un *nnp* et le second un *pnnp*, ils possèdent des caractéristiques très voisines. Des paires complémentaires telles que celles-là sont disponibles pour la plupart des réalisations de classe B/AB.

Pour éliminer la distorsion de croisement de la figure 10.20, nous positionnons le point Q légèrement au-dessus du blocage avec une tension

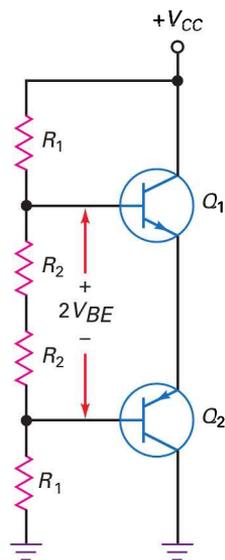


Figure 10.20
Polarisation d'un ampli classe B par diviseur de tension.

V_{BE} correcte, comprise entre 0,6 V et 0,7 V. Mais voici le problème crucial : le courant collecteur est très sensible aux variations de V_{BE} . Les fiches techniques indiquent qu'une augmentation de V_{BE} de 60 mV multiplie par 10 le courant collecteur. Par conséquent, une résistance ajustable est nécessaire pour obtenir le point Q voulu.

Mais elle ne solutionne pas le problème de la température. Même si le point Q est parfait à la température ambiante, il bouge quand la température augmente : V_{BE} diminue d'environ 2 mV par degré. Si la température augmente (figure 10.20), la tension invariable appliquée sur chaque diode émetteur force le courant collecteur à augmenter très rapidement. Pour un accroissement de 30 °C, le courant collecteur est multiplié par 10 car la tension de polarisation est trop grande de 60 mV. En conclusion, le point Q est très instable avec une polarisation par diviseur de tension.

Le danger final du montage de la figure 10.20 est l'**emballement thermique**. Quand la température augmente, le courant collecteur augmente et la température de la jonction augmente encore plus, réduisant de plus en plus la tension V_{BE} . Cette escalade donne un courant collecteur qui « s'emballe » en montant jusqu'à ce qu'une puissance excessive détruise le transistor.

L'apparition de l'emballement thermique dépend des propriétés thermiques du transistor, de la façon dont il est refroidi et du type de radiateur employé. La polarisation par diviseur de tension donne un emballement thermique qui détruit les transistors plus souvent qu'on pourrait le penser.

Bon à Savoir

Dans les circuits réels, les diodes de compensation sont placées sur le boîtier des transistors de puissance de sorte que, si les transistors s'échauffent, il en est de même pour les diodes. Les diodes sont généralement placées sur les transistors de puissance avec un adhésif non conducteur qui a de bonnes propriétés de transfert thermique.

10.6.2 Polarisation par diodes

La polarisation par diodes illustrée par la figure 10.21 est une méthode pour éviter l'emballement thermique. Le principe consiste à utiliser des **diodes de compensation** pour fournir la tension de polarisation des diodes émetteurs. Pour que cela fonctionne, la caractéristique des diodes doit être similaire à la courbe de la tension V_{BE} des transistors. Dans ce cas, toute augmentation de la température diminue la polarisation produite par les diodes de l'exacte quantité nécessaire.

Par exemple, une tension de polarisation de 0,65 V occasionne un courant collecteur de 2 mA. Si une augmentation de 30 °C survient, la tension sur chaque diode tombe de 60 mV. Or les tensions V_{BE} décroissent elles aussi de 60 mV : le courant collecteur reste donc fixé à 2 mA.

Pour que la polarisation par diode protège efficacement des variations de température, les caractéristiques des diodes doivent être identiques aux courbes de V_{BE} sur une grande plage de températures. Ce n'est pas simple à réaliser avec des circuits discrets à cause de la tolérance des composants. Par contre, cette polarisation est facilement implémentée dans un circuit intégré, car diodes et transistors étant sur la même puce, ils présentent des caractéristiques presque identiques.

Avec cette polarisation, le courant dans les diodes de la figure 10.21 est :

$$I_{pol} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{2R} \quad (10.28)$$

En cas de bon accord des diodes avec les tensions V_{BE} , I_{CQ} possède la même valeur que I_{pol} . Or, comme il a été dit précédemment, I_{CQ} doit être compris entre 1 % et 5 % de $I_{C(sat)}$ pour éliminer la distorsion de croisement.

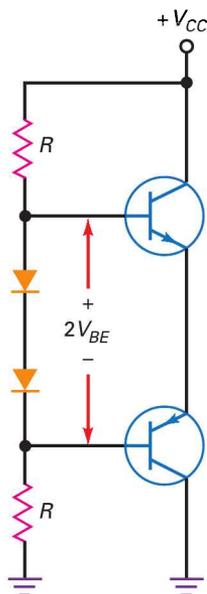


Figure 10.21
Polarisation par diodes
d'un push-pull classe B/AB.

Question 10.10

III Multisim

D'après la figure 10.22, quel est le courant collecteur au repos ? le rendement maximal de l'amplificateur ?

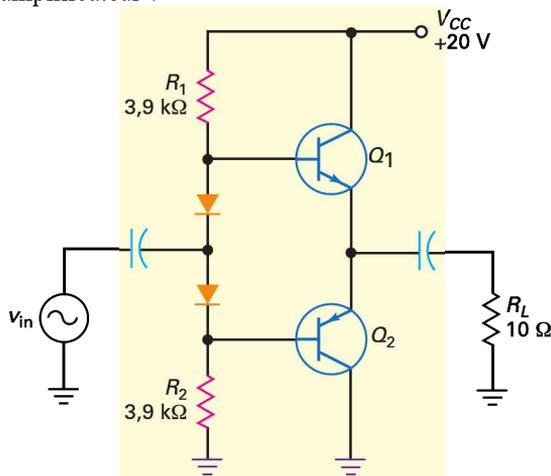


Figure 10.22

Réponse Le courant de polarisation dans les diodes de compensation est :

$$I_{\text{pol}} = \frac{20 \text{ V} - 14 \text{ V}}{2(3,9 \text{ k}\Omega)} = 2,38 \text{ mA}$$

C'est la valeur du courant collecteur au repos en supposant que les diodes compensent exactement les diodes émetteurs.

Le courant collecteur de saturation vaut :

$$I_{\text{C(sat)}} = \frac{V_{\text{CEQ}}}{R_L} = \frac{10 \text{ V}}{10 \Omega} = 1 \text{ A}$$

La valeur moyenne du courant collecteur pendant une demi-période est :

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_{\text{C(sat)}}}{\pi} = \frac{1 \text{ A}}{\pi} = 0,318 \text{ A}$$

Le courant d'alimentation DC est alors :

$$I_{\text{DC}} = 2,38 \text{ mA} + 0,318 \text{ A} = 0,32 \text{ A}$$

La puissance DC fournie est donc :

$$P_{\text{DC}} = (20 \text{ V})(0,32 \text{ A}) = 6,4 \text{ W}$$

La puissance AC maximale de sortie vaut :

$$P_{\text{out(max)}} = \frac{\text{MPP}^2}{8R_L} = \frac{(20 \text{ V})^2}{8(10 \Omega)} = 5 \text{ W}$$

Le rendement de l'étage atteint la valeur :

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}} \times 100 \% = \frac{5 \text{ W}}{6,4 \text{ W}} \times 100 \% = 78,1 \%$$

10.10 Avez-vous compris ? Reprendre la question 10.10 en faisant passer V_{CC} à + 30 V.

10.7 Commande des classes B/AB

Dans ce qui précède sur l'ampli classe B/AB à émetteur suiveur, le signal AC est appliqué à travers un condensateur sur les bases. Ce n'est pas la méthode la plus adéquate pour commander ce type d'amplificateur.

10.7.1 Préamplificateur EC

L'étage précédant le circuit de sortie s'appelle **préamplificateur**. Bien que la liaison à l'entrée de l'étage de sortie soit capacitive, nous utilisons un préamplificateur EC en liaison directe selon le montage de la figure 10.23a. Le transistor Q_1 est la source de courant qui polarise les diodes. En ajustant la résistance R_2 , nous contrôlons le courant émetteur DC à travers la résistance R_4 . Cela veut dire que le transistor Q_1 donne le courant de polarisation des diodes de compensation.

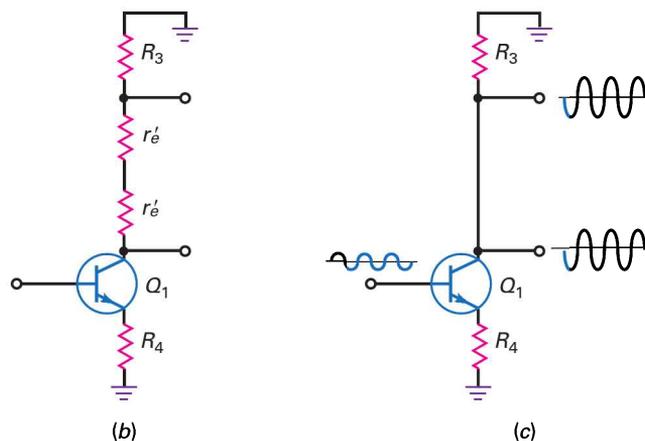
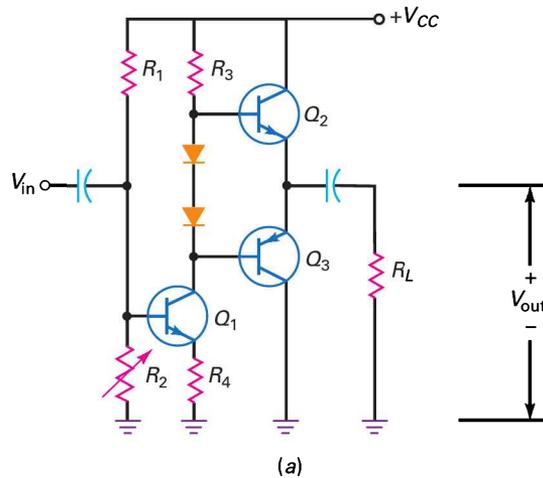


Figure 10.23
 (a) Préamplificateur EC à liaison directe ;
 (b) circuit équivalent AC ;
 (c) circuit équivalent AC simplifié.

Quand un signal arrive sur la base de Q_1 , celui-ci se comporte comme un ampli stabilisé. Le signal amplifié et inversé sur le collecteur de Q_1 commande les bases des transistors Q_2 et Q_3 . Pendant l'alternance positive, Q_2 conduit et Q_3 se bloque ; pendant l'alternance négative, les rôles sont inversés. Le condensateur à la sortie est équivalent à un court-circuit, le signal AC résultant se retrouve sur la résistance de charge.

La figure 10.23b montre le circuit équivalent du préampli EC. Les diodes sont remplacées par r'_e , leur résistance AC. Dans tous les montages réels, r'_e est au moins 100 fois plus petite que R_3 , le circuit équivalent AC se simplifie et prend la forme représentée par la figure 10.23c.

Maintenant, nous pouvons considérer que le préamplificateur est un étage dont la sortie commande les deux bases des transistors avec le même signal. Souvent, l'impédance d'entrée des transistors de sortie est très grande, et nous pouvons utiliser l'expression simplifiée du gain en tension :

$$A_v = \frac{R_3}{R_4}$$

En bref, l'étage préamplificateur est un ampli stabilisé classe A qui génère le grand signal pour commander l'amplificateur de la sortie.

10.7.2 Contre-réaction à deux étages

La figure 10.24 représente un autre exemple. Il s'agit d'un étage EC grand signal qui commande un ampli classe B/AB à émetteurs suiveurs. Le signal d'entrée est amplifié et inversé par le préampli Q_1 . L'étage push-pull assure le gain en courant nécessaire pour alimenter le haut-parleur basse impédance. Remarquez l'émetteur à la masse de l'étage EC, il donne un gain en tension plus important que celui de la figure 10.23a.

La résistance R_2 fait deux choses utiles. Premièrement, étant connectée à une tension $+V_{CC}/2$, elle réalise la polarisation continue du transistor Q_1 . Deuxièmement, elle effectue la contre-réaction négative pour le signal AC. Un signal montant sur la base de Q_1 engendre un signal descendant sur son collecteur. La sortie de l'émetteur suiveur est de ce fait descendante. Quand le signal de retour passe à travers R_2 pour aller sur Q_1 , il s'oppose au signal d'origine. C'est bien une réaction négative qui stabilise la polarisation et le gain global de l'amplificateur.

Les amplis audio circuits intégrés sont souvent utilisés dans des applications faible ou moyenne puissance. Ces amplis, comme le LM380 IC, qui comportent des transistors de sortie de classe AB seront vus au chapitre 16.

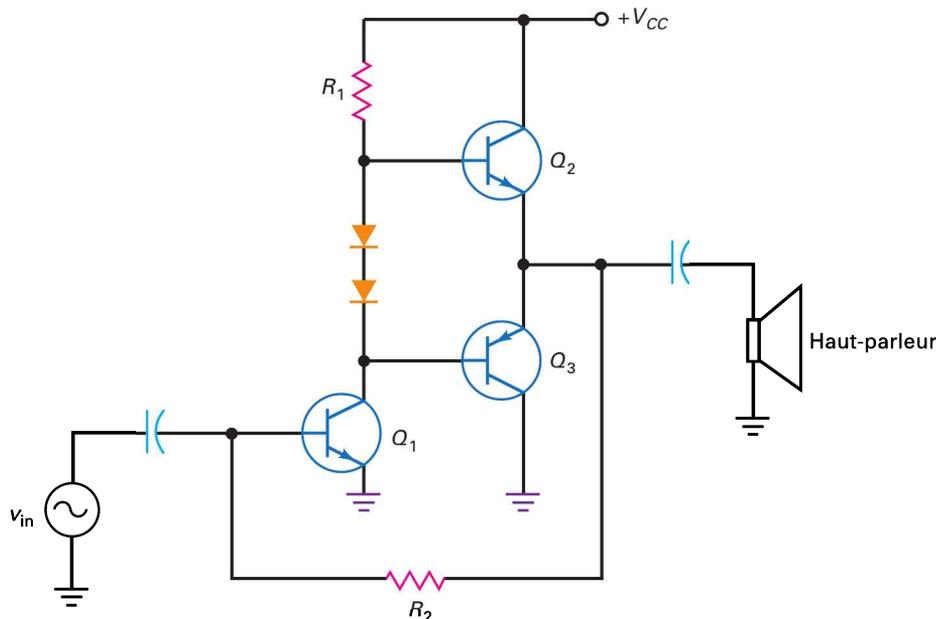


Figure 10.24
Contre-réaction à deux étages
du préampli EC.

10.8 Fonctionnement en classe C

La classe B nécessite un montage push-pull, c'est la raison pour laquelle presque tous les amplis classe B sont des amplis push-pull. Avec la classe C, il faut un circuit résonant, c'est pourquoi la plupart des amplis classe C sont des amplis accordés.

Bon à Savoir

La plupart des amplificateurs de classe C sont conçus pour que la valeur crête de la tension d'entrée soit juste suffisante pour provoquer la saturation du transistor.

10.8.1 Fréquence de résonance

Dans le fonctionnement en classe C, le courant collecteur passe pendant moins d'une demi-période. Un circuit résonant parallèle filtre les impulsions de courant et restitue une sinusoïde pure. La principale application des amplis classe C réside dans les amplis RF accordés. Le rendement maximal dans ce cas est 100 %.

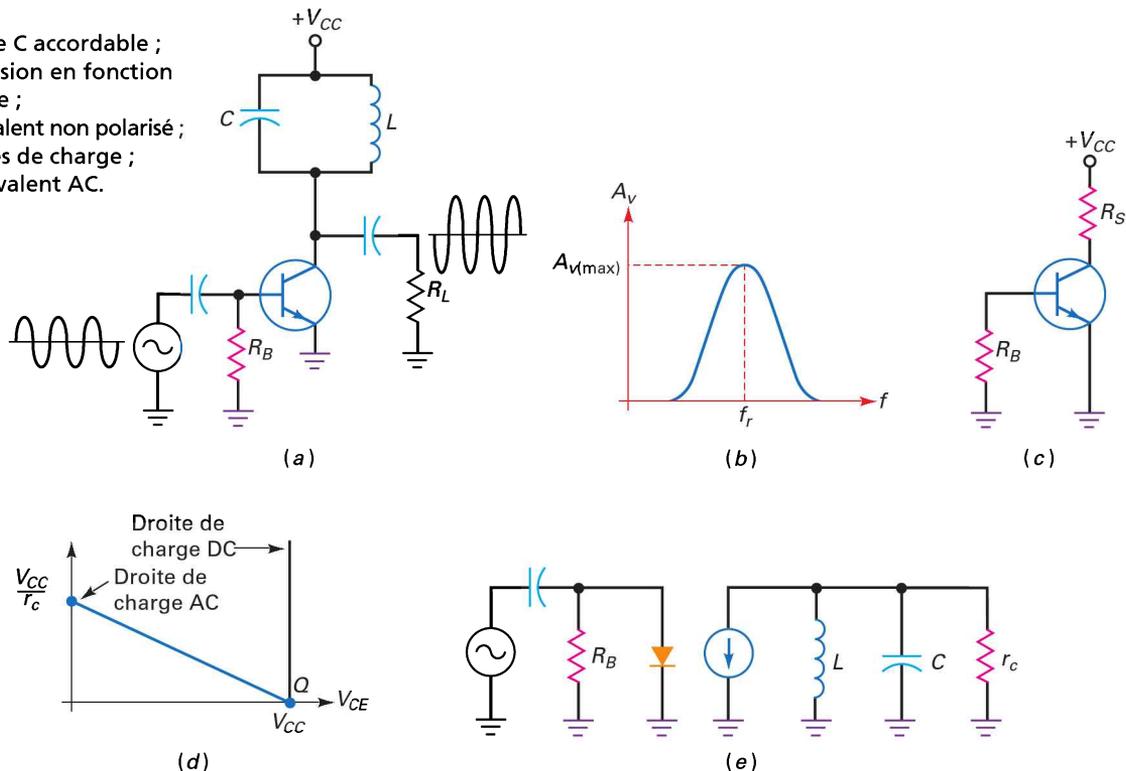
La figure 10.25a illustre un ampli RF. La tension sinusoïdale de l'entrée est appliquée sur la base et une tension amplifiée apparaît au collecteur. La sinusoïde amplifiée et inversée est transmise sur la résistance de charge par un condensateur de liaison. Du fait de la présence du circuit résonant parallèle, la tension de sortie est maximale à la fréquence de résonance :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (10.29)$$

De chaque côté de cette fréquence f_r , le gain en tension chute, comme le montre la figure 10.25b. Par conséquent, un ampli classe C accordé est toujours destiné à travailler sur une faible bande de fréquences. De ce fait, il est idéal pour l'amplification en radio et en télévision où chaque station ou chaîne dispose d'une bande étroite de fréquences autour d'une fréquence centrale.

Figure 10.25

- (a) Ampli classe C accordable ;
- (b) gain en tension en fonction de la fréquence ;
- (c) circuit équivalent non polarisé ;
- (d) deux droites de charge ;
- (e) circuit équivalent AC.



L'amplificateur classe C n'est pas polarisé, comme on le voit sur le schéma de la figure 10.25c. La résistance R_S dans la branche collecteur est la résistance série de la bobine.

10.8.2 Droites de charge

La figure 10.25d montre les deux droites de charge. La droite DC est presque verticale car la résistance R_S de l'enroulement d'une bobine RF est très faible. Cette droite n'est pas importante car le transistor n'est pas polarisé ; ce qui compte, c'est la droite de charge AC. Le point Q se trouve sur son extrémité basse. Quand un signal est présent, le point de fonctionnement instantané monte vers la saturation. L'amplitude maximale du pic de courant collecteur est donnée par le courant de saturation V_{CC}/r_c .

10.8.3 Écrêtage DC du signal d'entrée

La figure 10.25e montre le circuit équivalent en régime alternatif. Le signal d'entrée se trouve sur la diode émetteur et les impulsions de courant commandent le circuit résonant parallèle. Dans un ampli classe C, le condensateur d'entrée appartient à un circuit de régénération négatif (*clammer*) et le signal appliqué sur la diode émetteur est décalé négatif.

La figure 10.26a illustre le fixage négatif. Seules les crêtes positives peuvent mettre la diode émetteur en conduction. De ce fait, le courant collecteur se compose de brèves impulsions comme celles de la figure 10.26b.

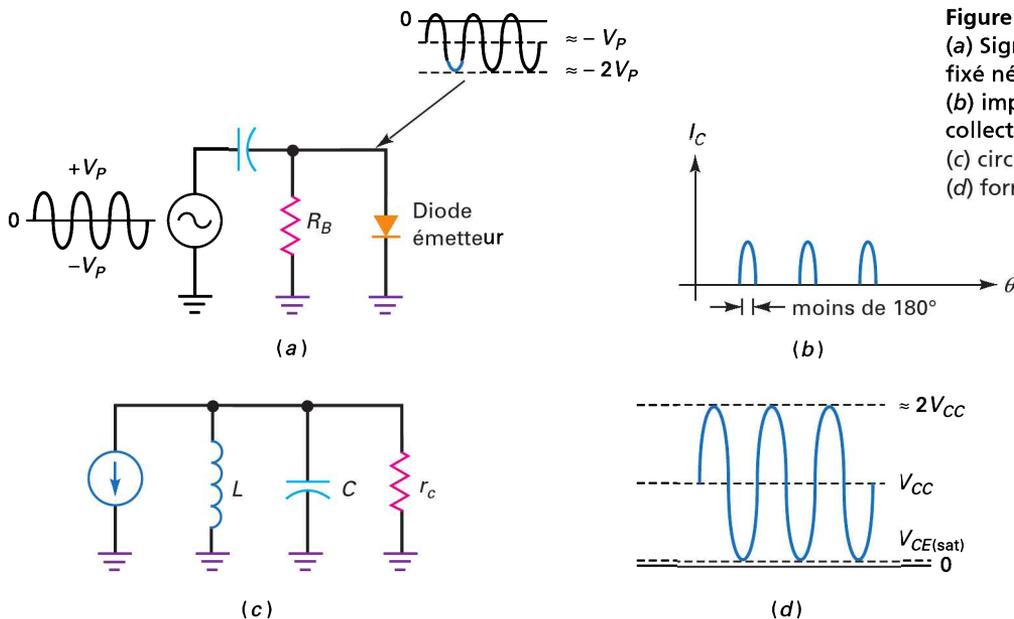


Figure 10.26
 (a) Signal d'entrée sur la base fixé négatif ;
 (b) impulsions de courant collecteur ;
 (c) circuit collecteur AC ;
 (d) forme de la tension collecteur.

10.8.4 Filtrage des harmoniques

Un signal non sinusoïdal comme celui de la figure 10.26b est riche en **harmoniques**, multiples de la fréquence du signal d'entrée. Autrement dit, les impulsions de la figure sont équivalentes à une somme de signaux sinusoïdaux de fréquence $f, 2f, 3f, \dots, nf$.

Le circuit résonant parallèle de la figure 10.26c présente une forte impédance à la fréquence fondamentale f . Il donne un gain en tension uniquement à cette fréquence. Ensuite, le circuit parallèle a une très faible impédance aux harmoniques supérieurs, donnant un très faible gain en tension. C'est pour cela que la tension sur le circuit parallèle ressemble presque à une sinusoïde (figure 10.26d). Tous les harmoniques supérieurs ont été filtrés, il ne reste plus que le fondamental sur le circuit résonant.

10.8.5 Dépannage

L'amplificateur classe C reçoit un signal fixé négatif à l'entrée, on peut donc utiliser un voltmètre continu haute impédance pour mesurer la tension sur la diode émetteur. Si le circuit fonctionne correctement, on doit lire une tension négative égale à la valeur crête du signal d'entrée.

Le test au voltmètre est utile quand un oscilloscope n'est pas disponible. Dans le cas contraire, un test nettement meilleur consiste à visualiser la tension sur la diode émetteur ; elle doit être une sinusoïde décalée négativement. Pour éviter de charger le circuit, pensez à utiliser le réglage $\times 10$ sur la sonde de l'oscilloscope.

Multisim

Question 10.11

Décrivez le fonctionnement du montage de la figure 10.27.

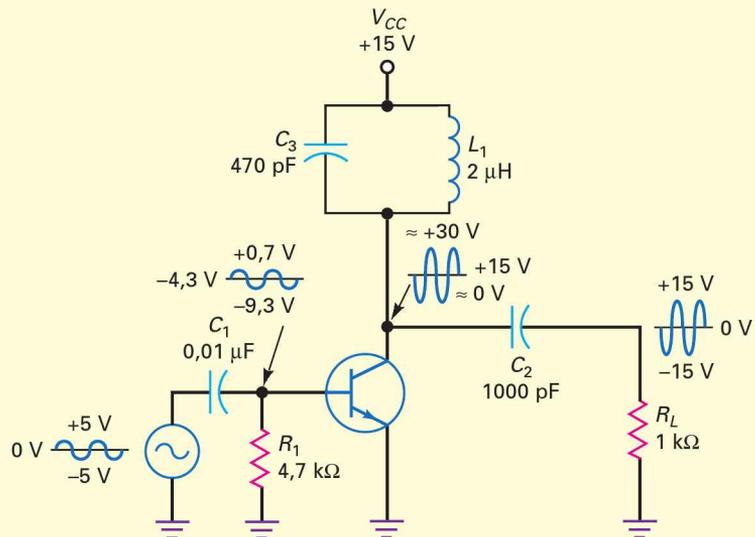


Figure 10.27

Réponse Le circuit présente une fréquence de résonance :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2\ \mu\text{H})(470\ \text{pF})}} = 5,19\ \text{MHz}$$

Si le signal d'entrée est à cette fréquence, il va être amplifié par l'ampli classe C.

D'après la figure 10.27, le signal d'entrée possède une valeur crête à crête de 10 V. Il est décalé négativement à la base du transistor avec une crête positive à +0,7 V et une crête négative à -9,3 V. La tension moyenne sur la base est -4,3 V, elle peut être mesurée par un voltmètre DC haute impédance.

Le signal collecteur est inversé à cause du montage EC. La tension DC ou moyenne sur le collecteur est 15 V et la valeur crête à crête vaut 30 V. Cette tension est transmise par un condensateur de liaison sur la résistance de charge et la tension de sortie finale présente un pic positif de +15 V et un pic négatif de -15 V.

10.11 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 10.27 et changer les 470 pF en 560 pF tandis que V_{CC} passe à +12 V. Rechercher alors f_r et V_{out} crête à crête.

10.9 Formules de la classe C

Un ampli classe C accordé est généralement un amplificateur à bande étroite. Le signal d'entrée est amplifié pour donner une puissance de sortie importante avec un rendement approchant 100 %.

10.9.1 La bande passante

La **bande passante (BP)** d'un circuit résonant est définie par :

$$BP = f_2 - f_1 \quad (10.30)$$

f_1 : fréquence basse à mi-puissance

f_2 : fréquence haute à mi-puissance

La fréquence à mi-puissance est identique à la fréquence où le gain en tension est égal à 0,707 fois le gain maximal (figure 10.28). Plus BP est petite, plus l'ampli est à bande étroite.

Avec la relation (10.30), on peut trouver la formule de la bande passante :

$$BP = \frac{f_r}{Q} \quad (10.31)$$

où Q est le coefficient de qualité du circuit. La relation précédente montre que la bande passante est inversement proportionnelle à Q .

Les amplificateurs classe C ont presque tous des circuits de coefficient Q supérieur à 10. Cela signifie que la bande passante est inférieure à 10 % de la fréquence de résonance. Les classes C sont des amplis à bande étroite. La sortie d'un tel ampli est une tension sinusoïdale importante à la résonance avec une rapide décroissance de part et d'autre.

10.9.2 Plongée du courant à la résonance

Quand le circuit parallèle est à la résonance, la charge AC vue du collecteur est maximale et purement résistive. Donc, le courant collecteur est minimal à la résonance. De part et d'autre, la charge AC diminue et le courant collecteur augmente.

L'observation de la plongée du courant DC fourni au circuit (figure 10.29) permet d'accorder le circuit parallèle. Le principe consiste à mesurer le courant d'alimentation I_{DC} fourni par la source pendant l'accord (en faisant varier L ou C). Quand le circuit résonne à la fréquence du signal d'entrée, l'ampèremètre montre une plongée du courant. Cela indique l'accord du circuit car le circuit parallèle présente une impédance maximale.

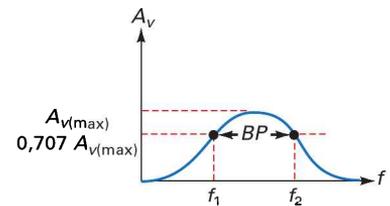


Figure 10.28
Bande passante.

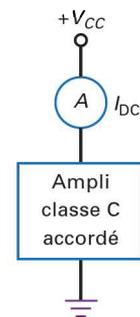


Figure 10.29
Plongée du courant à la résonance.

10.9.3 Résistance de collecteur AC

Toute bobine possède une résistance série R_S , comme le montre la figure 10.30a. Le coefficient de qualité de la bobine est défini par :

$$Q_L = \frac{X_L}{R_S} \quad (10.32)$$

Q_L : coefficient de qualité de la bobine

X_L : réactance

R_S : résistance série de la bobine

Notez bien que ceci est la définition du coefficient de qualité de la bobine, exclusivement. Le circuit total présente un coefficient de qualité plus faible, car il englobe les effets de la résistance de charge et de la résistance de la bobine.

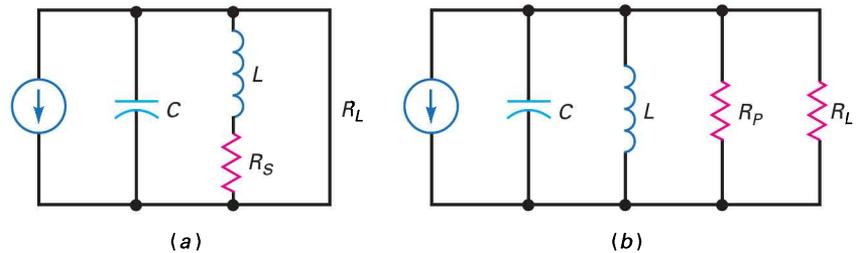


Figure 10.30
(a) Résistance série de l'inductance ;
(b) résistance équivalente parallèle.

Dans les cours sur le régime alternatif, on a vu que la résistance série peut être remplacée par une résistance parallèle R_P (figure 10.30). Lorsque Q est supérieur à 10, cette résistance équivalente peut se mettre sous la forme :

$$R_P = Q_L X_L \quad (10.33)$$

À la résonance (figure 10.30b), X_L annule X_C , laissant seulement R_P en parallèle avec R_L . Donc, la résistance AC vue par le collecteur à la résonance vaut :

$$r_c = R_P \parallel R_L \quad (10.34)$$

Le coefficient de qualité de l'ensemble du circuit est alors :

$$Q = \frac{r_c}{X_L} \quad (10.35)$$

Le coefficient de qualité du circuit est inférieur à celui de la bobine. En pratique, le coefficient Q d'une bobine vaut généralement 50 ou plus, celui du circuit 10 ou plus. Puisque le coefficient de qualité global est supérieur à 10, le fonctionnement est à bande étroite.

10.9.4 Le coefficient de remplissage

La brève conduction de la diode émetteur à chaque crête positive engendre des impulsions étroites de courant collecteur comme on le voit sur la figure 10.31a. Avec elles, il est pratique de définir le **coefficient de remplissage** (rapport cyclique, coefficient d'utilisation, facteur de forme) selon la relation :

$$D = \frac{W}{T} \quad (10.36)$$

D : coefficient de remplissage

W : largeur de l'impulsion

T : période des impulsions

Par exemple, si un oscilloscope montre une impulsion de largeur $0,2 \mu\text{s}$ et une période de $1,6 \mu\text{s}$, le coefficient de remplissage vaut :

$$D = \frac{0,2 \mu\text{s}}{1,6 \mu\text{s}} = 0,125$$

Plus le coefficient de remplissage est petit, plus l'impulsion est étroite par rapport à la période. Celui de l'ampli classe C est généralement petit. En fait, le rendement d'un amplificateur classe C augmente quand son coefficient de remplissage diminue.

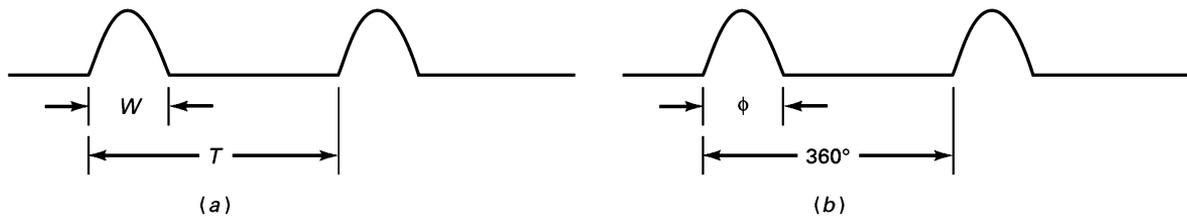


Figure 10.31 Coefficient de remplissage.

10.9.5 L'angle de conduction

Une autre méthode pour établir le coefficient de remplissage consiste à utiliser l'angle de conduction ϕ défini par la figure 10.31b :

$$D = \frac{\phi}{360^\circ} \quad (10.37)$$

Par exemple, si l'angle de conduction vaut 18° , le coefficient de remplissage est :

$$D = \frac{18^\circ}{360^\circ} = 0,05$$

10.9.6 Puissance dissipée par le transistor

La figure 10.32a représente la tension collecteur-émetteur théorique dans un amplificateur classe C. La sortie maximale est donnée par :

$$\text{MPP} = 2V_{CC} \quad (10.38)$$

Comme la tension maximale est approximativement $2V_{CC}$, le transistor doit avoir une gamme de tension V_{CE0} supérieure à $2V_{CC}$.

La figure 10.32b représente le courant collecteur dans l'ampli classe C. Généralement, l'angle de conduction ϕ est nettement inférieur à 180° . Remarquez que le courant atteint la valeur maximale $I_{C(\text{sat})}$; le transistor doit avoir une gamme de courant crête supérieure à cette valeur. La partie en pointillé représente le temps du blocage.

La dissipation de puissance du transistor dépend de l'angle de conduction. Sur la figure 10.32c, elle augmente quand il atteint 180° . La valeur maximale de celle-ci peut se calculer :

$$P_D = \frac{\text{MPP}^2}{40r_c} \quad (10.39)$$

La relation (10.39) concerne le pire des cas. Le transistor, dans un fonctionnement en classe C, doit avoir une gamme de puissance supérieure, sinon il est détruit. En fonctionnement normal, l'angle de conduction est nettement inférieur à 180° et la puissance dissipée est bien au-dessous de $\text{MPP}^2/40r_c$.

10.9.7 Rendement de l'étage

Le courant collecteur DC dépend de l'angle de conduction ; pour 180° (signal demi-période), le courant moyen ou courant DC du collecteur vaut $I_{C(\text{sat})}/\pi$. Pour de faibles angles de conduction, il est plus faible que cela, comme on le voit sur la figure 10.32d. Dans un ampli classe C, le courant collecteur DC est le courant d'alimentation car il n'y a pas de résistances de polarisation.

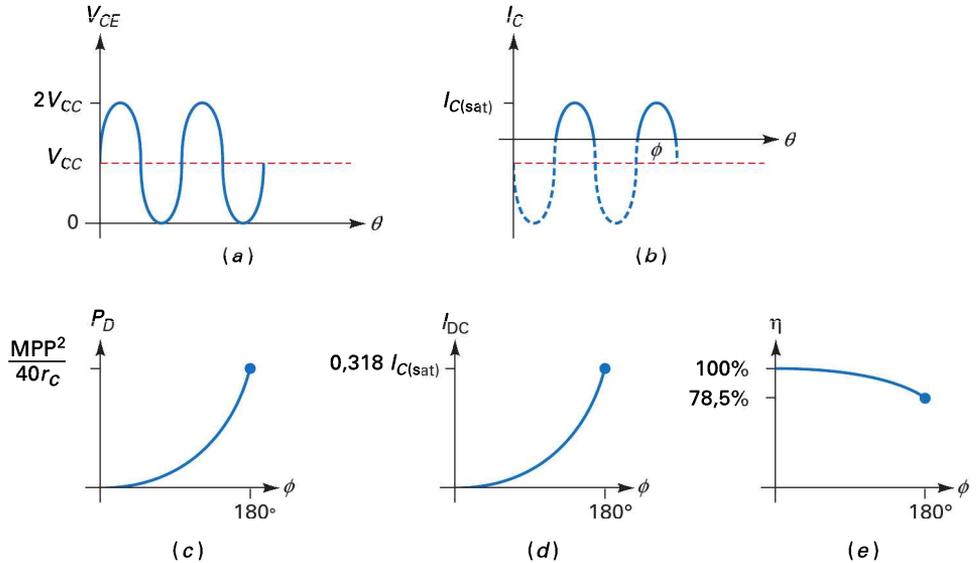


Figure 10.32
 (a) Sortie maximale ;
 (b) angle de conduction ;
 (c) puissance dissipée par le transistor ;
 (d) courant d'alimentation ;
 (e) rendement.

L'amplification classe C convertit la plus grande partie de la puissance continue appliquée en puissance alternative sur la charge car les pertes du transistor et de la bobine sont faibles. Par conséquent, cette classe de fonctionnement présente un grand rendement par étage.

La figure 10.32e illustre la variation du rendement maximal en fonction de l'angle de conduction. Pour 180° le rendement de l'étage est 78,5 %, le même que celui du fonctionnement en classe B idéal. Quand l'angle de conduction ϕ diminue, le rendement de l'étage s'accroît pour approcher 100 % aux très petits angles de conduction.

Question 10.12

Si Q_L vaut 100 dans la figure 10.33, quelle est la bande passante de l'amplificateur ?

Réponse À la fréquence de résonance (calculée dans la question 10.11) :

$$X_L = 2\pi f L = 2\pi(5,19 \text{ MHz})(2 \mu\text{H}) = 65,2 \Omega$$

Avec la relation (12.33), la résistance parallèle équivalente de la bobine est :

$$R_p = Q_L X_L = (100)(65,2 \Omega) = 6,52 \text{ k}\Omega$$

Cette résistance se trouve en parallèle avec la résistance de charge (figure 10.33b). Donc la résistance de collecteur AC vaut :

$$r_c = 6,52 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega = 867 \Omega$$

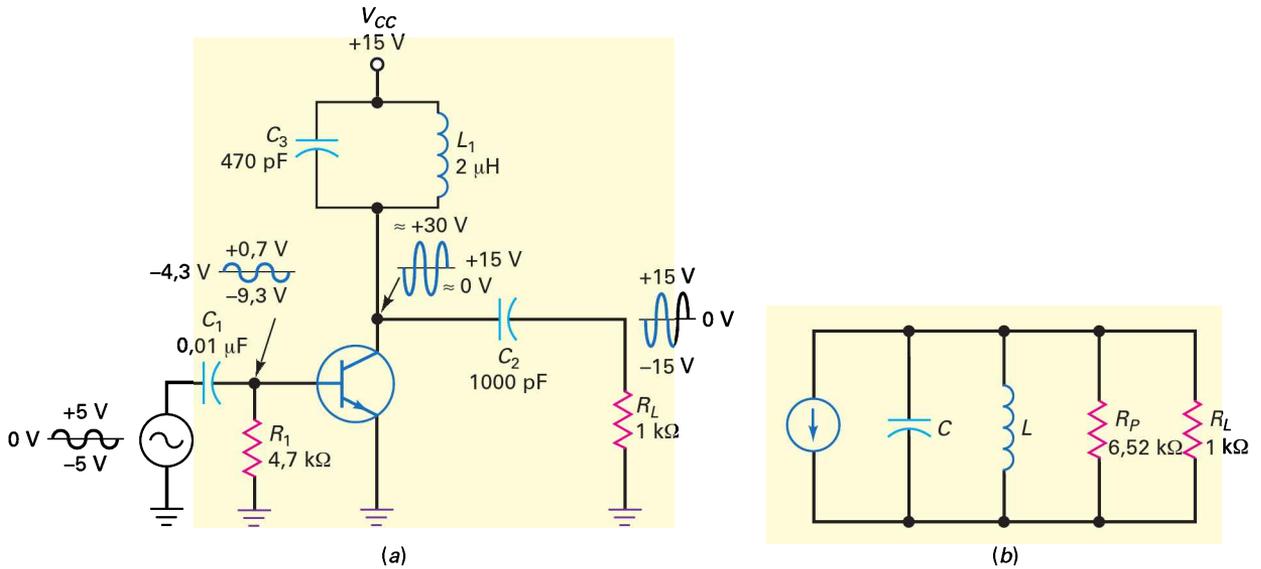


Figure 10.33

Selon l'équation (10.35), le coefficient de qualité global du circuit est :

$$Q = \frac{r_c}{X_L} = \frac{867 \Omega}{65,2 \Omega} = 13,3$$

Puisque la fréquence de résonance est 5,19 MHz, la bande passante est :

$$BP = \frac{5,19 \text{ Hz}}{13,3} = 390 \text{ kHz}$$

Question 10.13

D'après la figure 10.33a, quel est le cas le plus défavorable pour la puissance dissipée ?

Réponse La sortie maximale crête à crête est :

$$MPP = 2V_{CC} = 2(15 \text{ V}) = 30 \text{ V}_{pp}$$

La relation (10.39) nous donne le cas le plus défavorable de dissipation de la puissance par le transistor :

$$P_D = \frac{MPP^2}{40r_c} = \frac{(30 \text{ V})^2}{40(867 \Omega)} = 26 \text{ mW}$$

10.13 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 10.33. Si V_{CC} vaut +12 V, quelle est la puissance dissipée dans le pire des cas ?

L'encart *À retenir* 10.2 illustre les caractéristiques des amplificateurs de classe A, B/AB et C.

À RETENIR 10.2 – Classes d'amplificateurs

Circuit	Caractéristiques	Utilisation
<p>A</p>	<p>Angle de conduction : 360°</p> <p>Distorsion : faible, distorsion non linéaire</p> <p>Rendement maximum : 25 %</p> <p>$MPP < V_{CC}$</p> <p>Peut utiliser un couplage transformateur pour atteindre $\approx 50\%$ de rendement</p>	<p>Amplificateur basse puissance avec lequel le rendement est peu important</p>
<p>B/AB</p>	<p>Angle de conduction $\approx 180^\circ$</p> <p>Distorsion : faible à modérée, distorsion de croisement Rendement maximum 78,5 %</p> <p>$MPP = V_{CC}$</p> <p>Utilise l'effet <i>push-pull</i> et des transistors de sortie complémentaires</p>	<p>Ampli de puissance ; peut utiliser des montages Darlington et des diodes pour polarisation</p>
<p>C</p>	<p>Angle de conduction : $< 180^\circ$</p> <p>Distorsion : importante</p> <p>Rendement maximum $\approx 100\%$</p> <p>Lié à un circuit parallèle $MPP = 2(V_{CC})$</p>	<p>Amplificateur RF accordable ; étage final d'amplification dans les circuits de communication</p>

10.10 Puissance maximale admissible du transistor

La température atteinte à la jonction collecteur détermine la limite de la puissance P_D que peut dissiper le transistor. Quel que soit le type de transistor, une température de jonction comprise dans la gamme [150 °C ; 200 °C] détruit le transistor. Les fiches techniques mentionnent cette température maximale par $T_{J(\max)}$. Par exemple, elle est égale à 150 °C pour le transistor 2N3904, et à 200 °C pour le 2N3719.

10.10.1 Température ambiante

La chaleur produite à la jonction traverse le boîtier du transistor (métal ou plastique) et diffuse dans l'air ambiant. La température de cet air, connue sous le nom de *température ambiante*, est d'environ 25 °C, mais elle peut être beaucoup plus élevée les jours chauds. En outre, la température ambiante peut être plus importante à l'intérieur du compartiment d'un équipement électronique.

10.10.2 Le facteur de réduction

Les fiches techniques donnent souvent $P_{D(\max)}$, la puissance maximale que peut supporter le transistor à une température ambiante. Par exemple, pour le transistor 2N1936, on a $P_{D(\max)} = 4 \text{ W}$ à la température ambiante 25 °C. Cela implique que ce transistor utilisé en classe A peut dissiper 4 W au point de polarisation. Tant que la température ambiante reste à cette valeur ou en est inférieure, le transistor est dans sa gamme de puissance.

Que faire si la température ambiante est supérieure à 25 °C ? Il faut réduire la puissance maximale admissible. Parfois, les fiches techniques donnent une *courbe de réduction* comme celle de la figure 10.34. Vous pouvez y lire la diminution de la puissance supportable en fonction de l'accroissement de la température ambiante. Par exemple, pour une température ambiante égale à 100 °C, la puissance maximale devient 2 W.

D'autres fiches techniques ne donnent pas de courbe de réduction, mais indiquent un facteur de réduction D . Concernant le transistor 2N1936, ce facteur est égal à 26,7 mW/°C. Cela signifie qu'il vous faut enlever 26,7 mW par degré au-dessus de 25 °C. La formule est :

$$\Delta P = D(T_A - 25 \text{ °C}) \quad (10.40)$$

ΔP : réduction de la puissance maximale

D : facteur de réduction

T_A : température ambiante

Par exemple, si la température ambiante atteint 75 °C, vous devez réduire la puissance maximale de :

$$\Delta P = 26,7 \text{ mW}(75 - 25) = 1,34 \text{ W}$$

Puisque la puissance maximale est égale à 4 W à 25 °C, sa nouvelle valeur est :

$$P_{D(\max)} = 4 \text{ W} - 1,34 \text{ W} = 2,66 \text{ W}$$

Elle est en accord avec la courbe de réduction de la figure 10.34.

Que vous ayiez un facteur ou une courbe de réduction, l'important est de faire attention à la diminution de la puissance maximale admissible lorsque la température ambiante augmente. Un montage fonctionnant bien à 25 °C devra être performant dans une grande gamme de températures. Lors de la conception,

Bon à Savoir

Avec les circuits intégrés, une température maximale de jonction ne peut être spécifiée à cause du très grand nombre de transistors. Donc, les CI ont à la place une température maximale de composant ou une température de boîtier. Par exemple, le CI ampli op $\mu\text{A}741$ a une puissance nominale de 500 mW dans un boîtier métallique, de 310 mW dans un boîtier *dual-inline* et 570 mW dans un boîtier plat (*flatpack*).

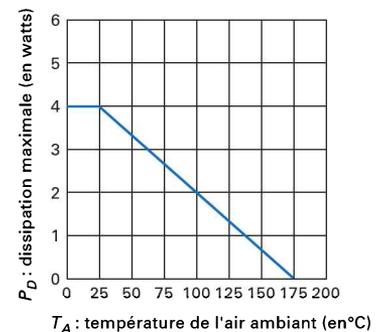


Figure 10.34
Puissance maximale admissible en fonction de la température ambiante.

vous devrez prendre en compte la réduction de la puissance maximale de tous les transistors pour la plus haute température ambiante prévue.

10.10.3 Radiateurs

Une méthode pour augmenter la puissance maximale admissible consiste à éliminer rapidement la chaleur. C'est pour cela que l'on utilise des radiateurs. En augmentant la surface du boîtier du transistor, on permet à la chaleur de s'échapper plus rapidement dans l'air ambiant. Observez la figure 10.35a : lorsque ce type de radiateur entoure le boîtier du transistor, la chaleur part plus rapidement à cause de l'accroissement de surface dû aux ailettes.

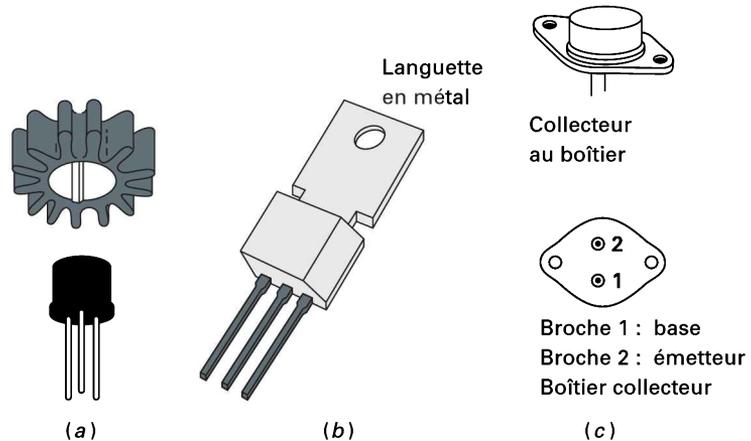


Figure 10.35
 (a) Radiateur à sertir ;
 (b) transistor à languette
 métallique ;
 (c) transistor de puissance
 à collecteur au boîtier.

La figure 10.35b représente un transistor à languette de fixation. Cette dernière canalise la sortie de la chaleur. Elle peut être fixée au châssis de l'appareillage électronique. Celui-ci étant un radiateur imposant, la chaleur peut s'évacuer facilement.

Les gros transistors de puissance (figure 10.35c) possèdent un collecteur directement appliqué sur le boîtier pour permettre la sortie de chaleur la plus facile possible. Le boîtier est fixé au châssis. Le schéma des broches de la figure 10.35c montre les connexions vues du dessous du transistor. Pour éviter que le collecteur soit court-circuité, une mince rondelle isolante et une pâte conductrice de la chaleur sont introduites entre les deux. Le principe consiste à laisser la chaleur s'échapper le plus facilement possible pour que le transistor possède une puissance maximale plus importante pour une même température ambiante.

10.10.4 Température du boîtier

Lorsque la chaleur quitte le transistor, elle traverse son boîtier, pénètre dans le radiateur et ensuite rayonne dans l'air ambiant. La température du boîtier T_C est légèrement plus haute que la température du radiateur T_S qui est plus importante que la température ambiante T_A .

Les fiches techniques des gros transistors de puissance donnent la courbe de réduction en fonction de la température du boîtier plutôt que la température ambiante. Sur la figure 10.36, la courbe de réduction du transistor 2N3055 indique une puissance maximale de 115 W à une température du boîtier de 25 °C. Ensuite, elle décroît linéairement en fonction de la température jusqu'à atteindre zéro à une température du boîtier de 200 °C.

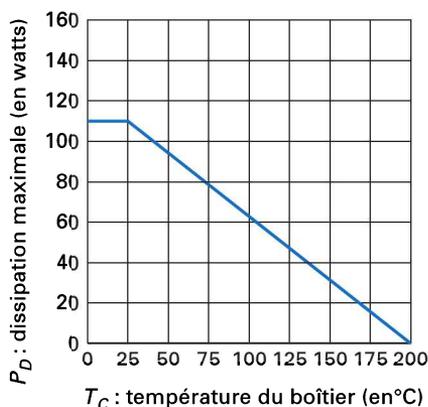


Figure 10.36
Puissance maximale admissible
du 2N3055 en fonction
de la température du boîtier
(avec l'autorisation
de reproduction de SCILLC dba
ON Semiconductor).

Parfois, on donne le facteur de réduction au lieu de la courbe. Dans ce cas, vous utilisez la relation suivante pour déterminer ce paramètre :

$$\Delta P = D(T_C - 25 \text{ °C}) \tag{10.41}$$

ΔP : réduction de la puissance maximale

D : coefficient de réduction

T_C : température du boîtier

Pour utiliser la courbe de réduction, vous devez connaître ce que sera la température du boîtier dans le cas le plus défavorable. Ensuite, vous réduisez la puissance maximale du transistor utilisé.

Question 10.14

Le circuit de la figure 10.37 doit fonctionner dans une gamme de températures allant de 0 °C à 50 °C. Quelle est la puissance maximale admissible du transistor pour la température la plus défavorable ?

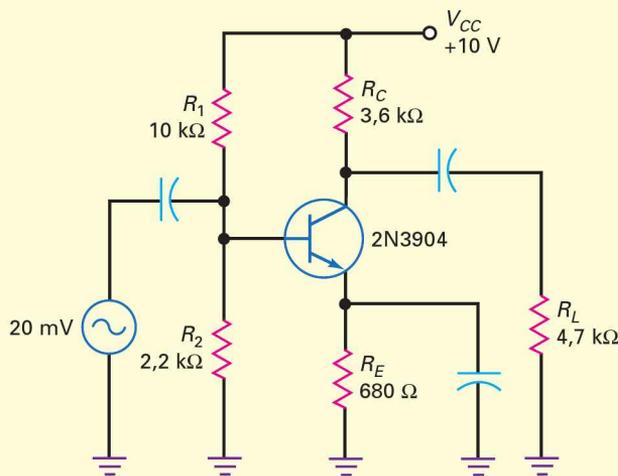


Figure 10.37

Réponse La température la plus défavorable est la plus haute car nous devons réduire la puissance maximale donnée par la fiche technique. En utilisant celle du transistor 2N3904, on trouve la puissance maximale suivante :

$$P_D = 625 \text{ mW à } 25 \text{ °C ambiant}$$

et le facteur de réduction :

$$D = 5 \text{ mW}/^{\circ}\text{C}$$

Avec la relation (10.40), nous obtenons :

$$\Delta P = (5 \text{ mW})(50 - 25) = 125 \text{ mW}$$

Donc la puissance maximale admissible à 50 °C est :

$$P_{D(\max)} = 625 \text{ mW} - 125 \text{ mW} = 500 \text{ mW}$$

10.14 Avez-vous compris ? Quelle est la puissance maximale admissible à une température ambiante de 65 °C ?

Réviser

Résumé

10.1 Nomenclature des amplificateurs

Les trois classes de fonctionnement sont les classes A, B et C. Les trois types de liaisons sont la liaison par capacité, la liaison par transformateur et la liaison directe. Les dénominations en fréquence sont audio, RF, bande étroite et large bande. Certains types d'amplificateurs audio sont des préamplificateurs ou des amplificateurs de puissance.

10.2 Les deux droites de charge

Tout amplificateur possède une droite de charge DC et une droite de charge AC. Pour avoir la sortie crête à crête maximale, il faut que le point de fonctionnement Q soit au milieu de la droite de charge AC.

10.3 Fonctionnement en classe A

Le gain en puissance est égal à la puissance AC à la sortie divisée par la puissance AC à l'entrée. La puissance maximale admissible par le transistor doit être supérieure à la puissance dissipée au repos. Le rendement de l'étage est égal à la puissance AC à la sortie divisée par la puissance DC fournie. Le rendement maximal d'un ampli classe A avec une résistance de collecteur et une résistance de charge est 25 %. Si la résistance de collecteur est la résistance de charge, le rendement passe à 50 %.

10.4 Fonctionnement en classe B

La plupart des amplis classe B utilisent le montage push-pull avec deux transistors. Quand l'un conduit, l'autre est bloqué et vice-versa. Chaque transistor amplifie une alternance du signal AC. Le rendement maximal de la classe B est 78,5 %.

10.5 Amplificateur push-pull classe B

La classe B est plus efficace que la classe A. Dans un ampli push-pull classe B avec des émetteurs suiveurs complémentaires, on utilise un transistor *nnp* et un transistor *pnnp*. Le transistor *nnp* conduit pendant une alternance, le transistor *pnnp* pendant l'autre alternance.

10.6 Polarisation des amplificateurs classe B/AB

Pour éliminer la distorsion de croisement, les transistors d'un ampli push-pull classe B possèdent un faible courant de polarisation. Avec un diviseur de tension, le point Q est instable et peut entraîner un emballement thermique. La polarisation par diodes est préférable, elle donne un point stable dans une large plage de températures.

10.7 Commande des classes B/AB

En plus d'une liaison par condensateur sur l'étage de sortie, on peut réaliser une liaison directe par un préamplificateur. Son courant collecteur réalise la polarisation des diodes de compensation.

10.8 Fonctionnement en classe C

La plupart des amplis classe C sont des amplis RF accordés. Le signal d'entrée est décalé négativement et il produit de brèves impulsions de courant collecteur. Le circuit résonant parallèle est accordé sur la fréquence fondamentale ; par conséquent, tous les harmoniques supérieurs sont éliminés.

10.9 Formules de la classe C

La bande passante d'un ampli classe C est inversement proportionnelle au coefficient de qualité Q du circuit. La

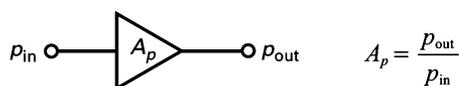
résistance de collecteur AC comprend la résistance parallèle de la bobine et la résistance de charge.

10.10 Puissance maximale admissible du transistor

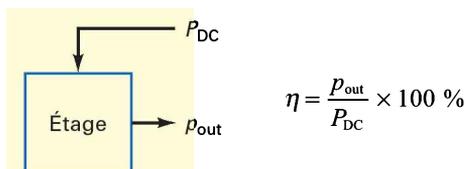
La puissance maximale admissible du transistor diminue quand la température ambiante augmente. La fiche technique du transistor donne soit un facteur de réduction, soit la courbe en fonction de la température. Les radiateurs enlèvent la chaleur plus rapidement, entraînant une augmentation de la puissance maximale admissible.

Définitions

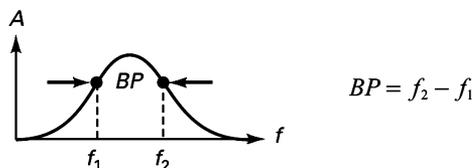
(10.12) Gain en puissance :



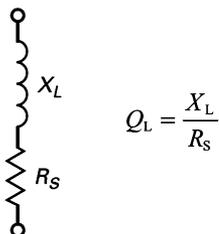
(10.18) Rendement :



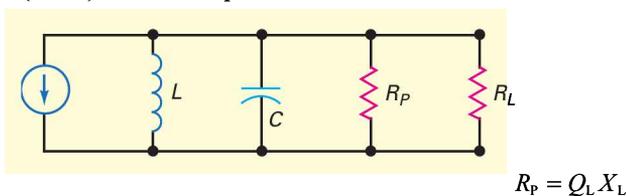
(10.30) Bande passante :



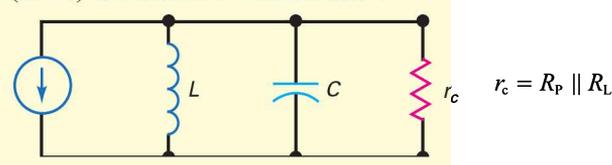
(10.32) Coefficient de qualité de la bobine :



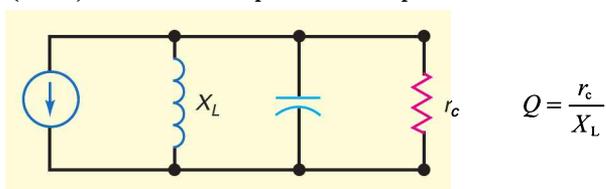
(10.33) Résistance parallèle :



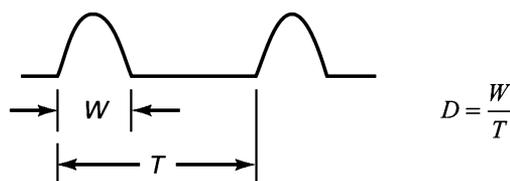
(10.34) Résistance de collecteur AC :



(10.35) Coefficient de qualité de l'amplificateur :

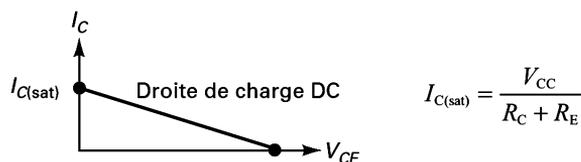


(10.36) Coefficient de remplissage :

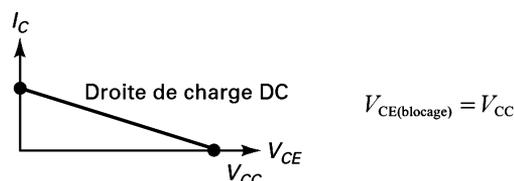


Relations

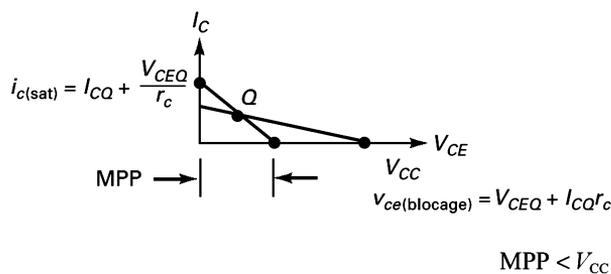
(10.1) Courant de saturation :



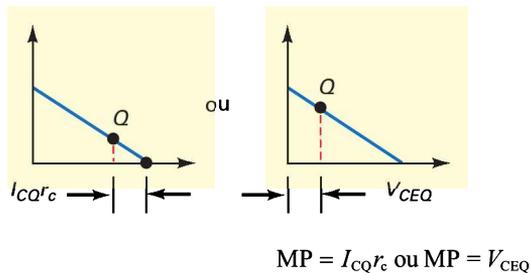
(10.2) Tension de blocage :



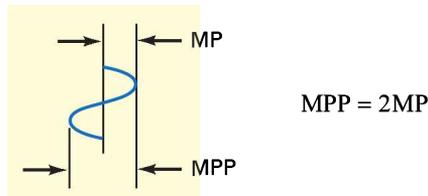
(10.7) Sortie limite :



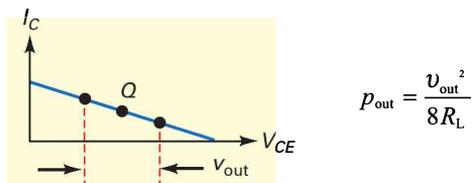
(10.8) Crête maximale :



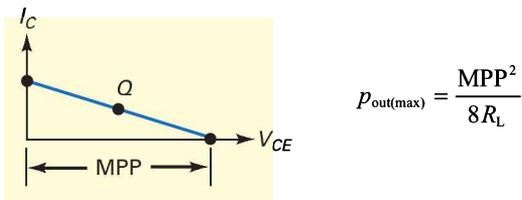
(10.9) Sortie crête à crête maximale :



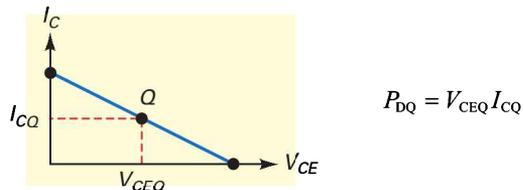
(10.14) Puissance de sortie :



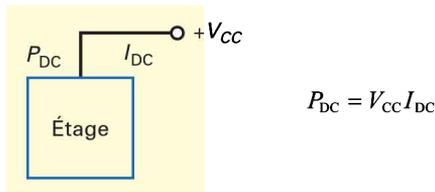
(10.15) Puissance de sortie maximale :



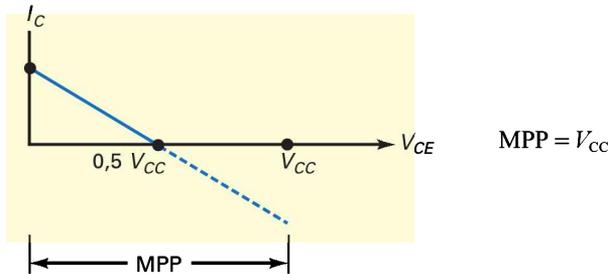
(10.16) Puissance du transistor :



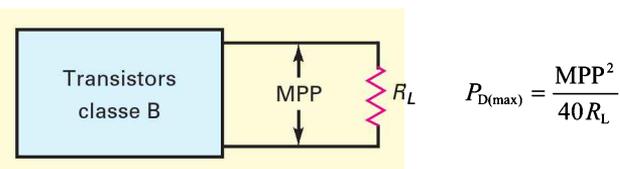
(10.17) Puissance DC fournie :



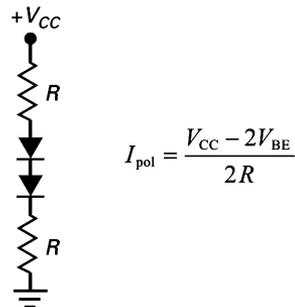
(10.24) Tension crête à crête maximale de sortie d'un ampli classe B :



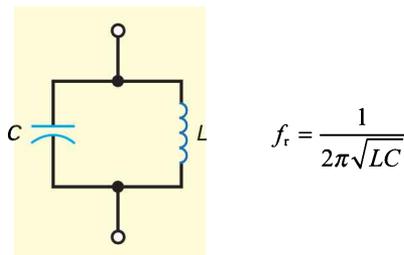
(10.27) Puissance dans un transistor classe B :



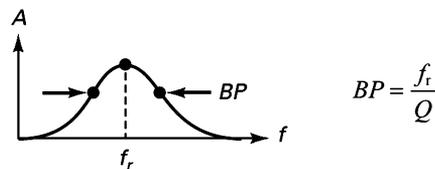
(10.28) Polarisation classe B :



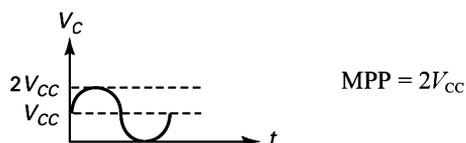
(10.29) Fréquence de résonance :



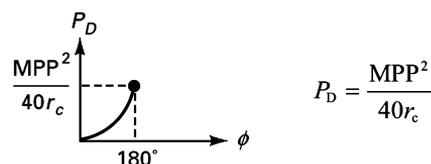
(10.31) Bande passante :



(10.38) Sortie maximale :



(10.39) Puissance dissipée :



S'entraîner

Auto-évaluation

1. Dans un fonctionnement en classe B, le courant collecteur passe pendant :
 - a) toute la période
 - b) la moitié de la période
 - c) moins de la moitié de la période
 - d) moins d'un quart de la période
2. La liaison par transformateur est un exemple de :
 - a) liaison directe
 - b) liaison AC
 - c) liaison DC
 - d) liaison par impédance
3. Un ampli audio opère dans la plage de fréquences :
 - a) 0 à 20 Hz
 - b) 20 Hz à 2 kHz
 - c) 20 Hz à 20 kHz
 - d) au-dessus de 20 kHz
4. Un ampli RF accordé est :
 - a) à bande étroite
 - b) à large bande
 - c) à liaison directe
 - d) un ampli DC
5. Le premier étage d'un préampli est :
 - a) un étage RF accordé
 - b) à grand signal
 - c) à petit signal
 - d) un ampli DC
6. Pour une sortie crête à crête maximale, le point Q doit être :
 - a) près de la saturation
 - b) près du blocage
 - c) au milieu de la droite de charge DC
 - d) au milieu de la droite de charge AC
7. Un ampli a deux droites de charge :
 - a) car il a une résistance de collecteur DC et une résistance de collecteur AC
 - b) car il a deux circuits équivalents
 - c) car il fonctionne d'une manière en DC, et d'une autre en AC
 - d) pour toutes les raisons précédentes
8. Si le point Q est au milieu de la droite de charge AC, la tension maximale crête à crête de la sortie vaut :
 - a) V_{CEQ}
 - b) $2V_{CEQ}$
 - c) I_{CQ}
 - d) $2I_{CQ}$
9. Le fonctionnement en push-pull se trouve presque toujours :
 - a) en classe A
 - b) en classe B
 - c) en classe C
 - d) dans toutes les classes
10. Un avantage de l'ampli push-pull classe B est :
 - a) l'absence de courant d'alimentation
 - b) un rendement maximal de 78,5 %
 - c) un rendement supérieur à celui de la classe A
 - d) toutes les propriétés précédentes
11. Les amplis classe C sont presque toujours :
 - a) reliés par transformateurs entre les étages
 - b) en fonctionnement dans les fréquences audio
 - c) des amplis RF accordés
 - d) large bande
12. Le signal d'entrée d'un ampli classe C :
 - a) est décalé négativement sur la base
 - b) est amplifié et inversé
 - c) produit des brèves impulsions de courant collecteur
 - d) possède toutes les propriétés précédentes
13. Le courant collecteur d'un ampli classe C :
 - a) est une version amplifiée du signal d'entrée
 - b) possède des harmoniques
 - c) est décalé négativement
 - d) circule pendant une demi-période
14. La bande passante d'un ampli classe C diminue si :
 - a) la fréquence de résonance augmente
 - b) le coefficient Q augmente
 - c) X_L diminue
 - d) la résistance de charge diminue
15. La dissipation par le transistor en classe C diminue quand :
 - a) la fréquence de résonance augmente
 - b) le coefficient de qualité de la bobine augmente
 - c) la résistance de charge diminue
 - d) la capacité augmente
16. La puissance maximale admissible d'un transistor peut être augmentée :
 - a) en augmentant la température
 - b) en utilisant un radiateur
 - c) en utilisant une courbe de réduction
 - d) en fonctionnant sans signal d'entrée

17. La droite de charge AC est identique à la droite de charge DC quand la résistance de collecteur AC est égale à :
- a) la résistance d'émetteur DC
 - b) la résistance d'émetteur AC
 - c) la résistance de collecteur DC
 - d) la tension de l'alimentation divisée par le courant collecteur
18. Si $R_C = 100 \Omega$ et $R_L = 180 \Omega$, la charge AC vaut :
- a) 64Ω
 - b) 100Ω
 - c) 90Ω
 - d) 180Ω
19. Le courant de repos du collecteur est le même que :
- a) le courant collecteur DC
 - b) le courant collecteur AC
 - c) le courant collecteur total
 - d) le courant du diviseur de tension
20. La droite de charge AC est généralement :
- a) la même que la droite de charge DC
 - b) moins pentue que la droite de charge DC
 - c) plus raide que la droite de charge DC
 - d) horizontale
21. Pour un point Q plus près du blocage que de la saturation sur la droite de charge DC d'un EC, l'écrtage survient vraisemblablement sur :
- a) la crête positive de la tension d'entrée
 - b) la crête négative de la tension d'entrée
 - c) la crête négative de la tension de sortie
 - d) la crête négative de la tension émetteur
22. Dans un ampli classe A, le courant collecteur passe pendant :
- a) moins de la moitié de la période
 - b) la demi-période
 - c) moins de la période entière
 - d) toute la période
23. Avec un ampli classe A, le signal de sortie doit être :
- a) sans écrtage
 - b) écrté sur la crête positive de la tension
 - c) écrté sur la crête négative de la tension
 - d) écrté sur la crête négative du courant
24. Le point de fonctionnement instantané se déplace :
- a) sur la droite de charge AC
 - b) sur la droite de charge DC
 - c) sur les deux droites de charge
 - d) sur aucune des droites de charge
25. Le courant d'alimentation d'un amplificateur est :
- a) le courant AC total du générateur
 - b) le courant DC total de la source
 - c) le gain en courant de la base au collecteur
 - d) le gain en courant du collecteur à la base
26. Le gain en puissance d'un amplificateur est :
- a) le même que le gain en tension
 - b) plus petit que le gain en tension
 - c) égal à la puissance de sortie divisée par la puissance d'entrée
 - d) égal à la puissance sur la charge
27. Le radiateur réduit :
- a) la puissance du transistor
 - b) la température ambiante
 - c) la température de la jonction
 - d) le courant collecteur
28. Quand la température ambiante augmente, la puissance maximale admissible du transistor :
- a) diminue
 - b) augmente
 - c) reste la même
 - d) aucun des cas précédents
29. Si la puissance sur la charge est égale à 300 mW et la puissance DC à 1,5 W, le rendement est :
- a) 0
 - b) 2 %
 - c) 3 %
 - d) 20 %
30. La droite de charge AC d'un émetteur suiveur est :
- a) identique à la droite de charge DC
 - b) verticale
 - c) plus horizontale que la droite de charge DC
 - d) plus raide que la droite de charge DC
31. Si un émetteur suiveur présente $V_{CEQ} = 6 \text{ V}$, $I_{CQ} = 200 \text{ mA}$ et $r_e = 10 \Omega$, la tension crête à crête avant écrtage de la sortie est :
- a) 2 V
 - b) 4 V
 - c) 6 V
 - d) 8 V
32. La résistance AC des diodes de compensation
- a) doit être incluse
 - b) est très élevée
 - c) est suffisamment faible pour être ignorée
 - d) compense les variations de température
33. Si le point Q se trouve au milieu de la droite de charge DC, l'écrtage survient sur :
- a) l'excursion de tension à gauche
 - b) l'excursion supérieure de courant
 - c) la demi-période positive de l'entrée
 - d) la demi-période négative de l'entrée
34. Le rendement maximal d'un ampli *push-pull* classe B est :
- a) 25 %
 - b) 50 %
 - c) 78,5 %
 - d) 100 %
35. Un faible courant de repos est nécessaire dans un ampli *push-pull* classe AB pour éviter :
- a) la distorsion de croisement
 - b) la destruction des diodes de compensation
 - c) un courant d'alimentation excessif
 - d) l'emballement thermique

Exercices

10.2 Les deux droites de charge

10.1 Quelle est la résistance de collecteur DC de la figure 10.38 ? Quel est le courant DC à la saturation ?

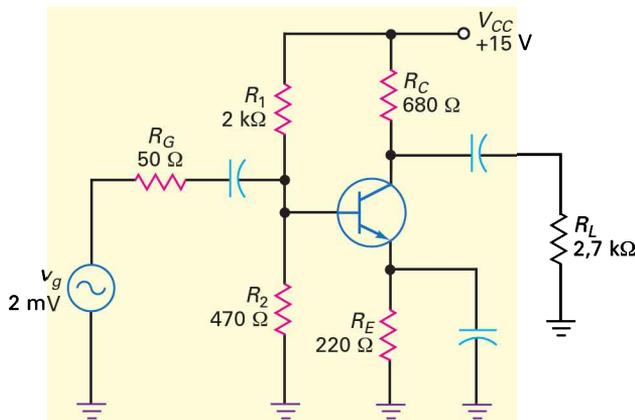


Figure 10.38

10.2 Sur la figure 10.38, quelle est la résistance de collecteur AC ? Quelle est la valeur du courant AC à la saturation ?

10.3 Quelle est la sortie crête à crête maximale dans la figure 10.38 ?

10.4 Toutes les résistances sont doublées dans la figure 10.38. Quelle est la résistance de collecteur AC ?

10.5 Toutes les résistances sont triplées dans la figure 10.38. Quelle est la valeur maximale crête à crête de la sortie ?

10.6 Quelle est la résistance de collecteur DC de la figure 10.39 ? Quelle est la valeur du courant DC à la saturation ?

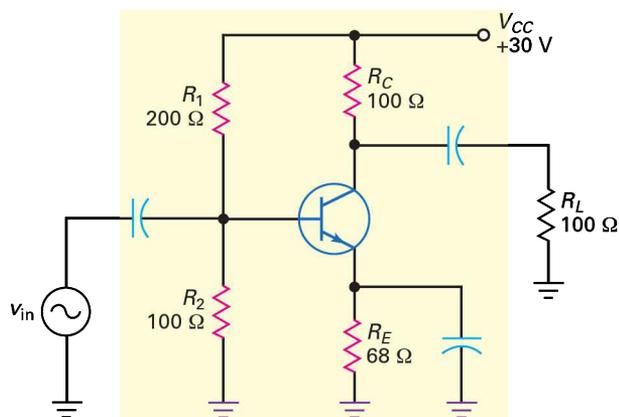


Figure 10.39

10.7 D'après la figure 10.39, quelle est la résistance de collecteur AC ? Quelle est la valeur du courant AC à la saturation ?

10.8 Quelle est la valeur maximale crête à crête de la sortie dans la figure 10.39 ?

10.9 Toutes les résistances sont doublées dans la figure 10.39. Quelle est la valeur de la résistance de collecteur AC ?

10.10 Toutes les résistances sont triplées dans la figure 10.39. Quelle est la valeur maximale crête à crête de la sortie ?

10.3 Fonctionnement en classe A

10.11 Un ampli reçoit à l'entrée la puissance 4 mW et donne à la sortie la puissance 2 W. Quel est son gain en puissance ?

10.12 Si un ampli a une tension crête à crête de sortie égale à 15 V sur une résistance 1 kΩ, quel est son gain en puissance si la puissance d'entrée est 400 μW ?

10.13 Que vaut le gain en courant de l'amplificateur de la figure 10.38 ?

10.14 Quelle est la puissance fournie par l'alimentation à l'ampli de la figure 10.38 ?

10.15 Le signal d'entrée de la figure 10.38 est augmenté jusqu'à ce que la valeur crête à crête de la tension de sortie sur la charge soit maximale. Quel est le rendement ?

10.16 Quelle est la puissance consommée au repos dans la figure 10.38 ?

10.17 Que vaut le courant d'alimentation de la figure 10.39 ?

10.18 Quelle est la puissance continue fournie à l'ampli de la figure 10.39 ?

10.19 Le signal d'entrée de la figure 10.39 est augmenté jusqu'à ce que la valeur crête à crête de la tension de sortie sur la charge soit maximale. Quel est le rendement ?

10.20 Quelle est la puissance consommée au repos dans la figure 10.39 ?

10.21 D'après la figure 10.40, quel est le courant émetteur DC si $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$?

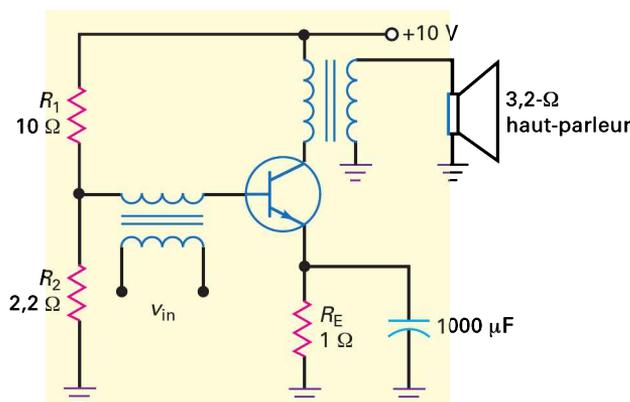


Figure 10.40

10.22 Le haut-parleur de la figure 10.40 est équivalent à une résistance de charge $3,2 \Omega$. Si sa tension est $5 V_{pp}$, quelle est la puissance de sortie ? Que vaut le rendement de l'étage ?

10.6 Polarisation des amplificateurs classe B/AB

10.23 La droite de charge AC d'un push-pull classe B à émetteurs suiveurs est au blocage à $12 V$. Quelle est la valeur crête à crête maximale de la tension ?

10.24 Quelle est la puissance maximale dissipée dans chaque transistor de la figure 10.41 ?

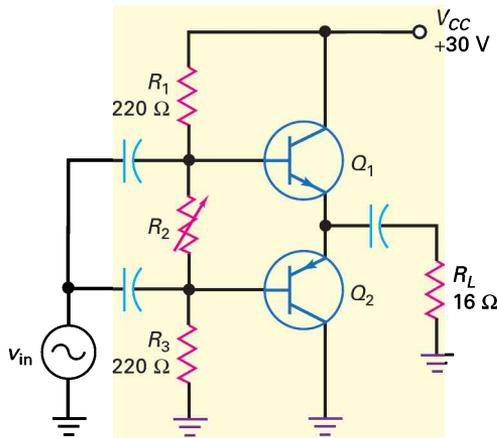


Figure 10.41

10.25 Quelle est la puissance de sortie maximale dans la figure 10.41 ?

10.26 Que vaut le courant au repos dans la figure 10.42 ?

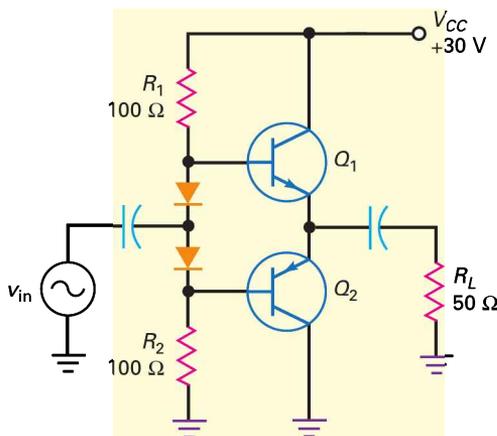


Figure 10.42

10.27 D'après la figure 10.42, quel est le rendement maximal de l'amplificateur ?

10.28 D'après la figure 10.42, si les résistances de polarisation sont portées à $1 k\Omega$, que devient le courant au repos ? Le rendement de l'amplificateur ?

10.7 Commande des classes B/AB

10.29 Quelle est la puissance de sortie maximale de la figure 10.43 ?

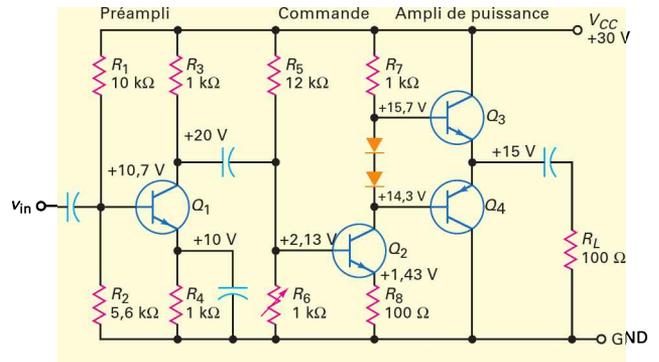


Figure 10.43

10.30 D'après la figure 10.43, combien vaut le gain en tension du premier étage si $\beta = 200$?

10.31 Si Q_3 et Q_4 ont un gain en courant égal à 200 (figure 10.43), quel est le gain en tension du second étage ?

10.32 Que vaut le courant collecteur au repos dans la figure 10.43 ?

10.33 Quel est le gain en tension total de l'amplificateur à trois étages de la figure 10.43 ?

10.8 Fonctionnement en classe C

10.34 **III Multisim** Si la tension d'entrée de la figure 10.44 vaut $5 V_{eff}$, quelle est la tension d'entrée crête à crête ? Si on mesure la tension continue entre la base et la masse, quelle est la valeur trouvée ?

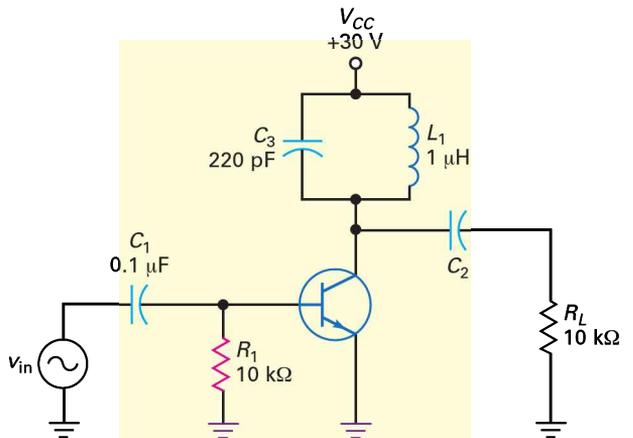


Figure 10.44

10.35 **III Multisim** Quelle est la fréquence de résonance de la figure 10.44 ?

10.36 **III Multisim** Si l'inductance de la figure 10.44 est doublée, quelle est la fréquence de résonance ?

10.37 **IIII Multisim** Que devient la fréquence de résonance de la figure 10.44 si la capacité est fixée à 100 pF ?

10.9 Formules de la classe C

10.38 Si l'ampli classe C de la figure 10.44 a une puissance de sortie de 11 mW et une puissance d'entrée de 50 μ W, que vaut le gain en puissance ?

10.39 Quelle est la puissance de sortie de la figure 10.44 si la tension de sortie est 50 V_{pp} ?

10.40 Quelle est la puissance AC maximale de sortie de la figure 10.44 ?

10.41 Si le courant d'alimentation de la figure 10.44 est 0,5 mA, quelle est la puissance DC d'entrée ?

10.42 Quel est le rendement de la figure 10.44 si le courant d'alimentation est de 0,4 mA et la tension de sortie 30 V_{pp} ?

10.43 D'après la figure 10.44, quelle est la bande passante de l'amplificateur si le coefficient Q de l'inductance est 125 ?

10.44 Quelle est la dissipation de puissance du transistor la plus défavorable d'après la figure 10.44 ($Q = 125$) ?

10.10 Puissance maximale admissible du transistor

10.45 On utilise un transistor 2N3904 dans la figure 10.44. Si le circuit fonctionne dans une plage de températures allant de 0 à 100 °C, quelle est la puissance maximale admissible dans le cas le plus défavorable ?

10.46 Un transistor a la courbe de réduction représentée par la figure 10.34. Quelle est la puissance maximale admissible pour la température ambiante 100 °C ?

10.47 La fiche technique du transistor 2N3055 indique la puissance maximale admissible 115 W pour la température de boîtier 25 °C. Si le facteur de réduction est 0,657 W/°C, que vaut $P_{D(\max)}$ quand la température du boîtier est 90 °C ?

Approfondissement

10.48 Le signal de sortie d'un amplificateur est un signal rectangulaire même lorsque l'entrée est sinusoïdale. Quelle est l'explication ?

10.49 On utilise dans un amplificateur un transistor de puissance comme celui de la figure 10.36. Quelqu'un vous dit que puisque le boîtier est à la masse, on peut le toucher sans danger. Qu'en pensez-vous ?

10.50 Vous êtes dans une librairie, et dans un livre d'électronique vous lisez ceci : « Certains amplificateurs peuvent avoir un rendement de 125 %. » Achèteriez-vous ce livre ? Expliquez votre réponse.

10.51 Normalement, la droite de charge AC est plus « verticale » que la droite de charge DC. Deux camarades de classe disent qu'ils veulent bien parier qu'ils sont capables de réaliser un circuit où la droite de charge AC est moins « verticale » que la droite de charge DC. Allez-vous prendre le pari ? Pourquoi ?

10.52 Tracez les droites de charge DC et AC de la figure 10.38.

Questions de débogage avec Multisim

IIII Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC10-53** à **MTC10-57** et correspondent au circuit de la figure 10.43.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

10.53 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC10-53**.

10.54 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC10-54**.

10.55 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC10-55**.

10.56 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC10-56**.

10.57 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC10-57**.

Questions d'un recruteur

1. Parlez-moi des trois classes de fonctionnement des amplificateurs. Illustrez les classes en traçant la forme des courants collecteur.
2. Dessinez brièvement le schéma des trois modes de liaison des étages amplificateurs.
3. Dessinez un ampli PDT. Ensuite, représentez ses droites de charge DC et AC. Si le point Q est au milieu de la droite AC, quel est le courant de saturation AC, la tension de blocage AC et la sortie crête à crête maximale ?
4. Dessinez un ampli à deux étages et dites-moi comment calculer le courant total fourni par l'alimentation.
5. Dessinez un ampli classe C accordé. Dites-moi comment calculer la fréquence de résonance et ce que devient le signal AC sur la base. Expliquez comment de brèves impulsions de courant collecteur peuvent produire une tension sinusoïdale sur le circuit résonant parallèle.
6. Quelle est l'application la plus courante de l'ampli classe C ? Peut-il être utilisé pour une application audio ? Pourquoi ?

7. Expliquez l'utilité des radiateurs. Pourquoi mettre une rondelle isolante entre le transistor et le radiateur ?
8. Quelle est la signification du coefficient de remplissage ? Comment agit-il sur la puissance fournie par la source ?
9. Définissez Q .
10. Quelle est la classe d'amplificateurs présentant le plus fort rendement ? Pourquoi ?
11. Vous avez demandé le remplacement d'un transistor et du radiateur. Dans la boîte de ce dernier, un emballage contient une substance blanche. Qu'est-ce que c'est ?
12. Comparez un ampli classe A à un ampli classe C. Lequel présente la meilleure fidélité ? Pourquoi ?
13. Quel est le type d'amplificateur utilisé sur une petite échelle de fréquence ?
14. Quels sont les autres types d'amplificateurs que vous connaissez bien ?

Avez-vous compris ?

- 10.1 $I_{CQ} = 100 \text{ mA}$; $V_{CEQ} = 15 \text{ V}$.
- 10.2 $i_{C(\text{sat})} = 350 \text{ mA}$; $V_{CE(\text{blocage})} = 21 \text{ V}$; $\text{MPP} = 12 \text{ V}$.
- 10.3 $A_p = 1\,122$.
- 10.5 $R = 200 \, \Omega$.
- 10.6 $I_{CQ} = 331 \text{ mA}$; $V_{CEQ} = 6,7 \text{ V}$; $r_e = 8 \, \Omega$.
- 10.7 $\text{MPP} = 5,3 \text{ V}$.
- 10.8 $P_{D(\text{max})} = 2,8 \text{ W}$; $P_{\text{out}(\text{max})} = 14 \text{ W}$.
- 10.9 Rendement = 63 %.
- 10.10 Rendement = 78 %.
- 10.11 $f_r = 4,76 \text{ MHz}$; $V_{\text{out}} = 24 \text{ V}_{\text{pp}}$.
- 10.13 $P_D = 16,6 \text{ mW}$.
- 10.14 $P_{D(\text{max})} = 425 \text{ mW}$.

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | |
|-------|--------|--------|--------|
| 1. b) | 10. d) | 19. a) | 28. a) |
| 2. b) | 11. c) | 20. c) | 29. d) |
| 3. c) | 12. d) | 21. b) | 30. d) |
| 4. a) | 13. b) | 22. d) | 31. b) |
| 5. c) | 14. b) | 23. a) | 32. c) |
| 6. d) | 15. b) | 24. a) | 33. d) |
| 7. d) | 16. b) | 25. b) | 34. c) |
| 8. b) | 17. c) | 26. c) | 35. a) |
| 9. b) | 18. a) | 27. c) | |

Les transistors

JFET

11

Objectifs

- Décrire la réalisation d'un transistor JFET.
- Dessiner les schémas des différentes polarisations.
- Identifier et décrire les différentes régions importantes des caractéristiques courant drain et transconductance.
- Calculer la tension de pincement et repérer dans quelles régions un JFET est dans cet état.
- Déterminer le point de fonctionnement d'un JFET par le calcul ou par une solution graphique.
- Déterminer la transconductance et l'utiliser pour calculer le gain des amplificateurs à JFET.
- Décrire plusieurs applications des JFET, en particulier en interrupteurs, résistances variables et hacheurs.
- Tester le fonctionnement d'un transistor JFET.

Vocabulaire

Amplificateur source commune	Contrôle automatique de gain	Polarisation par diviseur de tension	Source suiveuse
Autopolarisation	Drain	Polarisation par la grille	Tension de pincement
Canal	Effet de champ	Polarisation par source de courant	Tension grille de fermeture du canal
Caractéristique de transfert	Grille	Région ohmique	Transconductance
Composant à commande en tension	Hacheur	Source	Transistor à effet de champ
	Interrupteur série		
	Interrupteur shunt		

En quelques mots

Le transistor bipolaire repose sur deux types de charges : les électrons libres et les trous. C'est pour cela qu'il est nommé *bipolaire*, le préfixe *bi* signifiant « deux ». Ce chapitre envisage une autre sorte de transistors appelée **transistors à effet de champ** (TEC). Ce sont des composants *unipolaires* car leur fonctionnement ne dépend que d'un seul type de charge : soit les électrons libres, soit les trous. En d'autres termes, un TEC a des porteurs majoritaires, mais pas de porteurs minoritaires.

Pour beaucoup d'applications, on préfère le transistor bipolaire. Cependant, il existe des cas où le TEC convient le mieux à cause de sa grande impédance d'entrée et d'autres propriétés. De plus, c'est le composant le plus adapté à la plupart des réalisations en commutation. Pourquoi ? Parce que dans un TEC, il n'y a pas de porteurs minoritaires. Par conséquent, il peut s'ouvrir très rapidement, car il n'y a pas de charges stockées à enlever des zones des jonctions.

Il y a deux sortes de transistors à effet de champ : les JFET et les MOSFET. Ce chapitre envisage les *transistors à effet de champ à jonction* (JFET pour *Junction Field Effect Transistor*) et leurs applications. Le chapitre suivant traitera des *transistors à effet de champ à métal-oxyde-semiconducteur* (MOSFET pour *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) et de leurs applications.

11.1 Concept fondamental

La figure 11.1a montre un échantillon de semi-conducteur de type n . L'extrémité inférieure est appelée **source**, l'extrémité supérieure **drain**. L'alimentation en tension V_{DD} entraîne les électrons libres de la source vers le drain. Pour réaliser un JFET, le constructeur diffuse deux zones p dans le semi-conducteur n selon l'illustration de la figure 11.1b. Ces zones p sont reliées intérieurement pour donner une seule électrode de sortie, la **grille**.

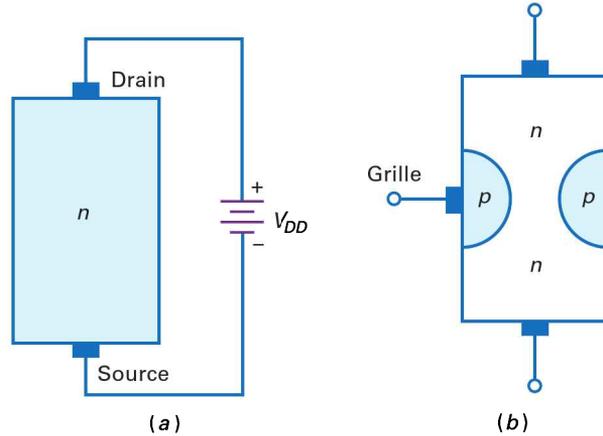


Figure 11.1
(a) Constitution du JFET ;
(b) JFET à simple grille.

Bon à Savoir

Un transistor JFET est généralement plus stable en température qu'un transistor bipolaire. En outre, les transistors JFET sont plus bien plus petits que les transistors bipolaires. Ce qui les rend particulièrement intéressants dans la conception des circuits intégrés où la taille de chaque composant est très critique.

11.1.1 Effet de champ

Sur la figure 11.2, nous voyons les tensions à appliquer pour polariser normalement un JFET. La tension de l'alimentation drain est positive et la tension de l'alimentation grille est négative. L'expression **effet de champ** concerne les zones désertées autour de chaque région p . Ces zones viennent de la diffusion des électrons libres de la région n vers les régions p . La recombinaison des électrons libres et des trous donne les zones désertées repérées par les surfaces colorées.

11.1.2 Polarisation inverse de la grille

Sur la figure 11.2, la grille de type p et la source de type n forment une diode grille-source. Dans un JFET, cette diode est toujours *polarisée en inverse*. De ce fait, le courant inverse ou courant grille I_G vaut approximativement zéro, ce qui revient à dire que le JFET possède une impédance d'entrée presque infinie.

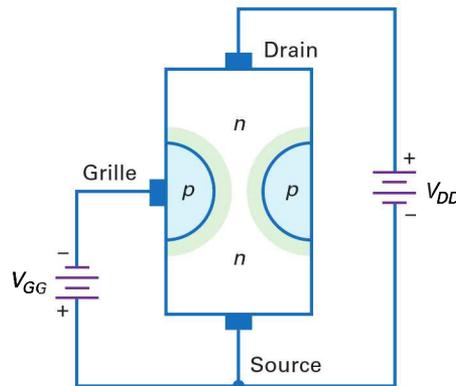


Figure 11.2
JFET en polarisation normale.

Un JFET classique présente une impédance d'entrée de plusieurs centaines de mégohms. C'est un énorme avantage par rapport au transistor bipolaire. Par conséquent, le JFET est idéal dans les applications nécessitant de grandes impédances d'entrée. Une de ses applications les plus courantes est la *source suiveuse*, un montage semblable à l'émetteur suiveur, sauf que l'impédance d'entrée vaut des centaines de mégohms aux basses fréquences.

11.1.3 Une tension grille commande un courant drain

Sur la figure 11.2, les électrons allant de la source vers le drain doivent passer par un **canal** étroit entre deux zones désertées. Si la tension grille devient « plus négative », les zones désertées s'élargissent et le canal conducteur se rétrécit. Plus la grille devient « négative », plus le courant entre la source et le drain devient faible.

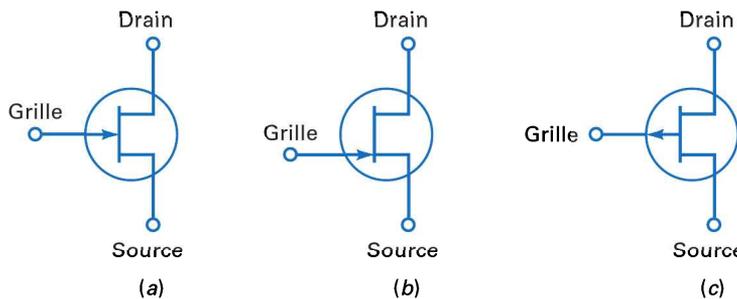
Le JFET est un **composant à commande en tension** car une tension d'entrée contrôle un courant de sortie. Dans un JFET, la tension grille-source V_{GS} régule l'amplitude du courant entre la source et le drain. Lorsque V_{GS} est nulle, le courant drain est maximal. Par contre, si V_{GS} est suffisamment négative, les zones désertées se rejoignent et le courant drain est nul.

11.1.4 Symbole graphique

Le JFET de la figure 11.2 est appelé *JFET canal n* car l'espace entre la source et le drain est constitué d'un semi-conducteur *n*. La figure 11.3a représente le symbole graphique du JFET canal *n*. Dans beaucoup d'applications basses fréquences, la source et le drain sont interchangeables ; en effet, on peut utiliser l'une des extrémités comme source ou comme drain.

Aux hautes fréquences, source et drain ne sont plus interchangeables. Presque toujours, le constructeur minimise la capacité interne du JFET côté drain. En d'autres termes, la capacité entre la grille et le drain est plus petite que celle entre la grille et la source. Vous en saurez plus sur les capacités internes et leurs effets sur le fonctionnement des circuits dans un prochain chapitre.

La figure 11.3b représente un autre symbole du JFET canal *n*. Avec sa grille décalée, il a la préférence de beaucoup d'ingénieurs et de techniciens. Le décalage du côté de la source est un avantage certain dans les montages à plusieurs étages. Il existe aussi le JFET canal *p*. Son symbole est semblable à celui du canal *n*, sauf que la flèche simulant la grille est dirigée dans l'autre direction. Le fonctionnement du canal *p* est complémentaire, cela signifie que toutes les tensions et tous les courants sont inversés.



Bon à Savoir

Les couches déplétées sont en fait plus larges près de la partie supérieure des matériaux de type *p* et plus étroites dans la partie inférieure. La raison de la variation de la largeur s'explique par le fait que le courant de drain I_D va produire une chute de tension le long du canal. Pour la source, la tension est plus positive lorsqu'on se déplace dans le canal vers l'extrémité de drain. La largeur d'une couche déplétée étant proportionnelle à la tension de polarisation inverse, la couche déplétée de la jonction *pn* doit être plus large au sommet, où la tension de polarisation inverse est plus grande.

Figure 11.3
(a) Symbole graphique ;
(b) symbole à grille décalée ;
(c) symbole d'un canal *p*.

Il existe également des transistors JFET à canal *p*. Leur symbole graphique, illustré à la figure 11.3c, est similaire à celui d'un JFET à canal *n*, hormis la

flèche de la grille qui est orientée dans une direction opposée. Le fonctionnement d'un canal p est complémentaire à celui d'un canal n ; les tensions et les courants sont inversés. La grille d'un JFET à canal p est positive vis-à-vis de la source ; $V_{GS} > 0$.

Question 11.1

Le transistor JFET 2N5486 possède un courant grille de 1 nA pour une tension inverse de grille de 20 V. Quelle est l'impédance d'entrée de ce JFET ?

Réponse L'utilisation de la loi d'Ohm donne :

$$R_{in} = \frac{20 \text{ V}}{1 \text{ nA}} = 20\,000 \text{ M}\Omega$$

11.1 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 11.1 précédent en prenant un courant de grille de 2 nA.

11.2 Caractéristiques du courant drain

La figure 11.4a montre un JFET normalement polarisé ; la tension grille-source V_{GS} est identique à la tension d'alimentation grille V_{GG} , la tension drain-source V_{DS} est identique à la tension d'alimentation drain V_{DD} .

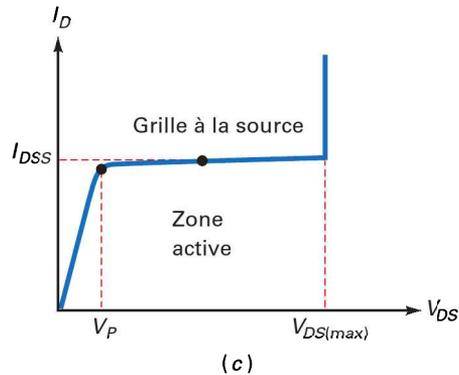
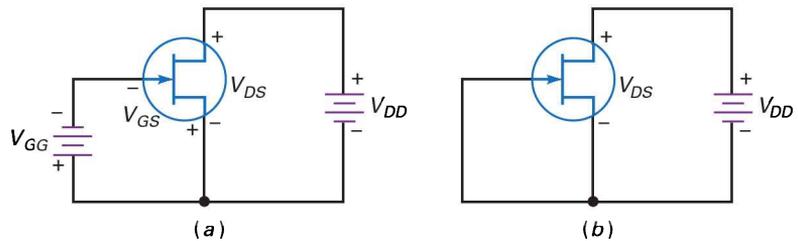


Figure 11.4
(a) Polarisation normale ;
(b) grille à la source ;
(c) courant drain grille à la source.

11.2.1 Le courant drain maximal

Si nous relierons la grille à la source comme sur la figure 11.4b, nous obtenons le courant drain maximal car $V_{GS} = 0$. La figure 11.4c illustre la variation du courant

drain I_D en fonction de la tension drain-source V_{DS} pour la grille reliée à la source. Le courant augmente d'abord rapidement, puis devient presque constant quand V_{DS} est supérieur à la tension V_p .

Pourquoi le courant drain est-il devenu constant ? Lorsque la tension V_{DS} augmente, les zones désertées s'élargissent. Quand $V_{DS} = V_p$, elles se touchent presque, le mince canal conducteur se pince ou empêche tout accroissement ultérieur du courant. C'est pour cela que le courant drain présente une limite supérieure I_{DSS} .

La région active du JFET se situe entre les tensions V_p et $V_{DS(max)}$; la tension inférieure V_p est appelée **tension de pincement** et la tension supérieure $V_{DS(max)}$ est la *tension de claquage*. Entre le pincement et le claquage, le JFET se comporte comme une source de courant de valeur I_{DSS} lorsque $V_{GS} = 0$.

I_{DSS} représente le courant entre le drain et la source lorsque la grille est reliée à la source (grille court-circuitée) ; c'est le courant maximal que le JFET peut produire. La fiche technique de tout JFET fournit cette valeur I_{DSS} . C'est l'une des grandeurs les plus importantes, et il faut toujours la repérer car c'est la limite supérieure du courant du JFET.

11.2.2 La région ohmique

Sur la figure 11.5, la tension de pincement sépare deux zones de fonctionnement fondamentales du JFET. La région presque horizontale est la zone active, la presque verticale au-dessous du pincement est la **région ohmique**.

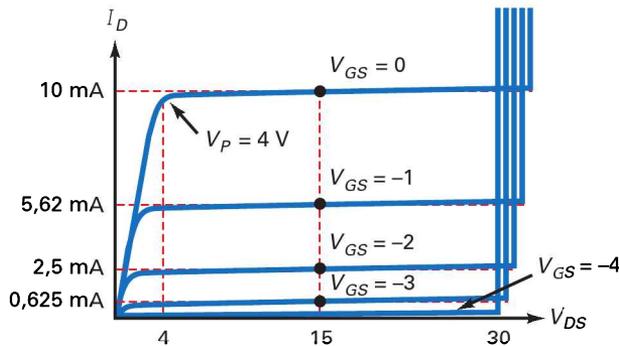


Figure 11.5
Caractéristiques
du courant drain.

Quand il fonctionne dans la région ohmique, le JFET est équivalent à une résistance dont la valeur est approximativement :

$$R_{DS} = \frac{V_p}{I_{DSS}} \quad (11.1)$$

R_{DS} est la *résistance ohmique du JFET*. D'après la figure 11.5, avec $V_p = 4$ V et $I_{DSS} = 10$ mA, elle vaut :

$$R_{DS} = \frac{4 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 400 \ \Omega$$

Si le JFET fonctionne n'importe où dans la région ohmique, sa résistance est de 400 Ω .

11.2.3 La tension grille de blocage

La figure 11.5 montre l'évolution du courant drain d'un JFET ayant un courant I_{DSS} de 10 mA. La courbe supérieure est toujours pour $V_{GS} = 0$ (condition de grille

Bon à Savoir

La tension de pincement V_p est la tension pour laquelle une augmentation supplémentaire de V_{DS} est compensée par une augmentation proportionnelle de la résistance de canal. Cela signifie que si la résistance de canal croît proportionnellement à V_{DS} au-dessus de V_p , I_D doit rester le même au-dessus de V_p .

Bon à Savoir

On fait souvent la confusion dans les notices techniques et dans les livres, entre *tension de pincement* et *tension de blocage*. $V_{GS(off)}$ est la valeur de V_{GS} qui entraîne un pincement maximal, et qui a pour effet de réduire le courant drain à zéro.

reliée à la source). Dans cet exemple, la tension de pincement est égale à 4 V et la tension de claquage vaut 30 V. La courbe suivante au-dessous est pour $V_{GS} = -1$ V, la suivante pour $V_{GS} = -2$ V, et ainsi de suite. Comme on le voit, plus la tension grille-source est négative, plus le courant drain est faible.

La courbe du bas est importante, la tension $V_{GS} = -4$ V réduit le courant à presque zéro. Cette valeur de la **tension est appelée tension grille de fermeture du canal** (tension de blocage) et elle est notée $V_{GS(off)}$ dans les notices techniques. Pour cette valeur, les zones désertées se rejoignent, le canal conducteur a disparu et le courant drain est quasi nul.

Remarquez, sur la figure 11.5, que :

$$V_{GS(off)} = -4 \text{ V} \quad \text{et} \quad V_p = 4 \text{ V}$$

Ce n'est pas une coïncidence, les deux tensions ont toujours la même amplitude car c'est la valeur pour laquelle les deux zones désertées se rejoignent et se touchent presque. Les fiches techniques peuvent donner l'une des deux grandeurs, vous devez savoir que l'autre présente la même amplitude :

$$V_{GS(off)} = -V_p \quad (11.2)$$

Question 11.2

Un transistor MPF4857 a $V_p = 6$ V et $I_{DSS} = 100$ mA. Quelle est la résistance ohmique ? Quelle est la tension grille de blocage ?

Réponse La résistance ohmique vaut :

$$R_{DS} = \frac{6 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 60 \Omega$$

Puisque la tension de pincement est de 6 V, la tension de blocage est :

$$V_{GS(off)} = -6 \text{ V}$$

11.2 Avez-vous compris ? Un JFET 2N5484 a une tension $V_{GS(off)} = -3$ V et un courant drain $I_{DSS} = 5$ mA. Calculer sa résistance ohmique et la valeur de V_p .

Bon à Savoir

La courbe de transfert d'un JFET est indépendante du circuit ou de la configuration dans laquelle le JFET est utilisé.

11.3 La caractéristique de transfert

La **caractéristique de transfert** (courbe de la transconductance) d'un JFET est la courbe du courant I_D en fonction de la tension V_{GS} . En notant les valeurs de I_D et de V_{GS} sur chaque courbe de courant drain de la figure 11.5, nous pouvons tracer la courbe représentée figure 11.6a. Remarquez qu'elle est non linéaire, le courant augmente plus rapidement quand la tension V_{GS} tend vers zéro.

Tout JFET possède une caractéristique de transfert semblable à celle de la figure 11.6b. Les points extrêmes sont $V_{GS(off)}$ et I_{DSS} . L'équation de cette courbe est :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2 \quad (11.3)$$

À cause de la quantité au carré dans cette relation, les JFET sont souvent appelés *composants à loi quadratique*. L'élévation au carré donne la courbe non linéaire représentée par la figure 11.6b.

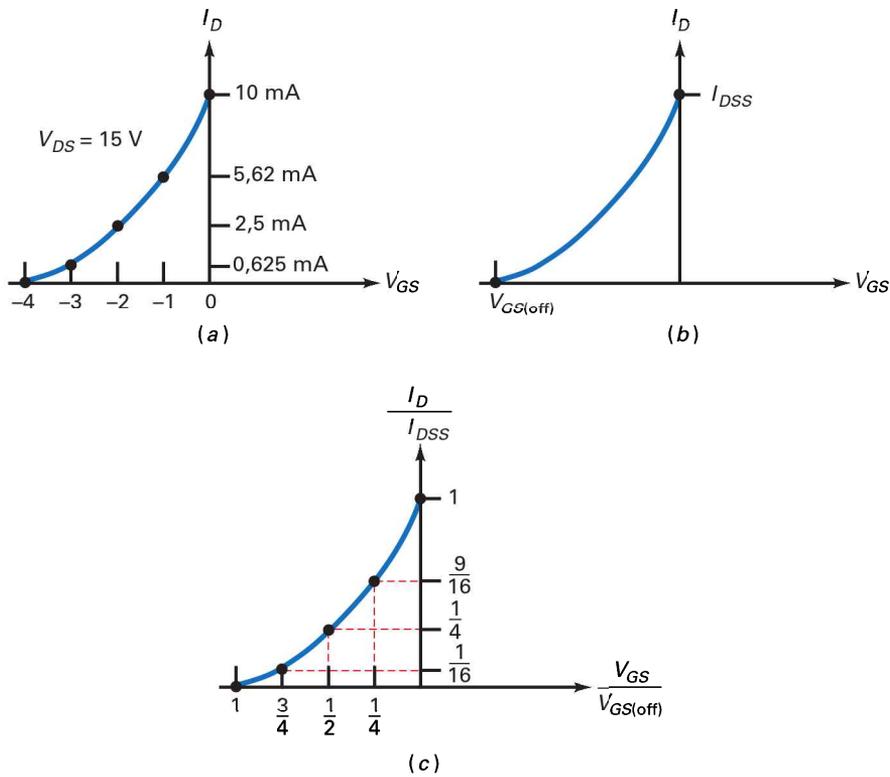


Figure 11.6
Caractéristique de transfert ou
courbe de la transconductance.

La figure 11.6c montre une *courbe de transfert normalisée*. *Normalisée* signifie que nous avons tracé des rapports tels que I_D/I_{DSS} et $V_{GS}/V_{GS(off)}$. Sur cette courbe, le point à la moitié de la tension de blocage

$$\frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} = \frac{1}{2}$$

donne un courant normalisé :

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \frac{1}{4}$$

Quand la tension est la moitié de la tension de blocage, le courant est le quart du courant maximal.

Question 11.3

Un transistor 2N5668 possède $V_{GS(off)} = -4 \text{ V}$ et $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$. Quels sont la tension grille et le courant drain à la moitié de la tension de blocage ?

Réponse À la moitié du blocage on a :

$$V_{GS} = \frac{-4 \text{ V}}{2} = -2 \text{ V}$$

Et le courant drain vaut :

$$I_D = \frac{5 \text{ mA}}{4} = 1,25 \text{ mA}$$

Question 11.4

Un transistor 2N5459 possède $V_{GS(off)} = -8$ V et $I_{DSS} = 16$ mA. Quel est le courant drain à la moitié de la tension de blocage ?

Réponse Le courant drain est le quart du courant maximal, donc :

$$I_D = 4 \text{ mA}$$

La tension grille-source qui donne ce courant est la moitié de la tension de blocage, soit -4 V.

11.4 Avez-vous compris ? Refaire l'exemple 11.4 en utilisant un JFET avec $V_{GS(off)} = -6$ V et $I_{DSS} = 12$ mA.

11.4 Polarisation en région ohmique

Un JFET peut être polarisé en zone ohmique ou en zone active. Dans le premier cas, il est équivalent à une résistance. Dans le second, il se comporte comme une source de courant. Dans ce paragraphe, nous allons envisager la polarisation par la grille, méthode utilisée pour placer le JFET dans la région ohmique.

11.4.1 Polarisation par la grille

La figure 11.7a montre une **polarisation par la grille**. On applique une tension négative $-V_{GG}$ sur la grille par l'intermédiaire d'une résistance R_G . Elle provoque un courant drain inférieur à I_{DSS} ; lorsque ce courant traverse la résistance R_D , il donne une tension drain telle que :

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D \quad (11.4)$$

La polarisation par la grille est la plus mauvaise méthode pour fixer un JFET dans la région active, car le point Q est trop instable.

Exemple : un transistor 2N5459 possède les plages suivantes entre le minimum et le maximum : I_{DSS} évolue entre 4 mA et 16 mA, et $V_{GS(off)}$ varie entre -2 V et -8 V. La figure 11.7b représente les courbes maximale et minimale de la transconductance. Si une tension grille de -1 V est utilisée, nous obtenons deux points de fonctionnement : Q_1 avec un courant drain de 12,3 mA, et Q_2 avec un courant drain de seulement 1 mA.

11.4.2 Forte saturation

Bien que non recommandée pour un fonctionnement dans la zone active, la polarisation par la grille est parfaite pour une utilisation du JFET dans la région ohmique, car la stabilité du point Q n'a plus d'importance. La figure 11.7c montre comment polariser un JFET en région ohmique. L'extrémité supérieure de la droite de charge statique a un courant drain de saturation :

$$I_{D(sat)} = \frac{V_{DD}}{R_D}$$

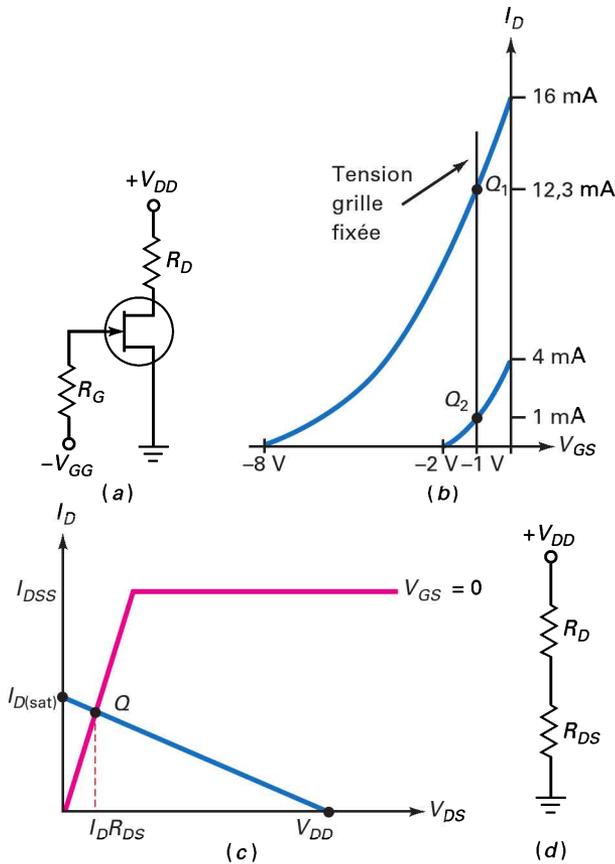


Figure 11.7
 (a) Polarisation de grille ;
 (b) Q instable en zone active ;
 (c) polarisation en zone ohmique ;
 (d) JFET équivalent à une résistance.

Pour être sûr de la polarisation du JFET en zone ohmique, tout ce que nous devons faire, c'est utiliser $V_{GS} = 0$ et :

$$I_{D(sat)} \ll I_{DSS} \quad (11.5)$$

Le symbole \ll signifie « beaucoup plus petit que ». La relation impose un courant drain de saturation beaucoup plus faible que le courant drain maximal. Par exemple, pour un JFET ayant $I_{DSS} = 10$ mA, une forte saturation demande $V_{GS} = 0$ et $I_{D(sat)} = 1$ mA.

Lorsqu'il est polarisé dans la région ohmique, le JFET peut être remplacé par une résistance R_{DS} (figure 11.7d). Avec ce circuit équivalent, nous calculons la tension drain. Lorsque la résistance R_{DS} est beaucoup plus faible que la résistance de drain R_D , cette tension est proche de zéro.

Question 11.5

Quelle est la tension drain sur la figure 11.8a ?

Réponse Puisque $V_p = 4$ V, nous avons $V_{GS(off)} = -4$ V. Avant le point A, la tension d'entrée vaut -10 V et le JFET est bloqué. Dans ces conditions, la tension drain vaut :

$$V_D = 10 \text{ V}$$

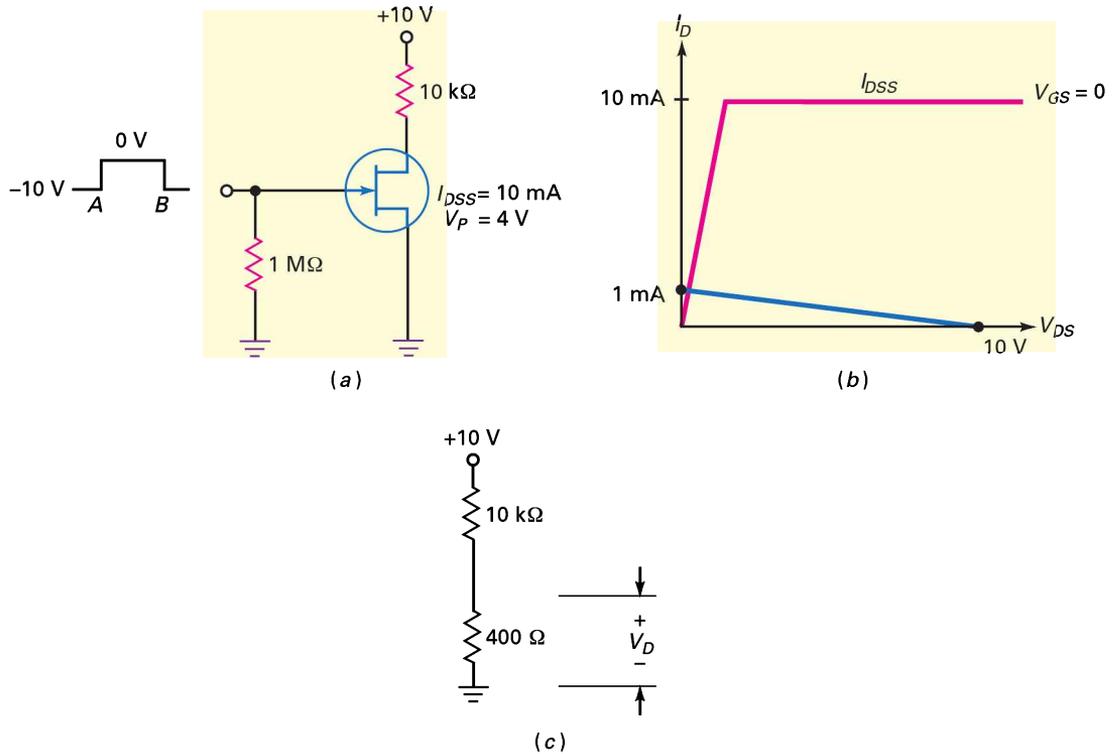


Figure 11.8

Entre A et B, la tension d'entrée est 0 V. L'extrémité supérieure de la droite de charge donne un courant de saturation :

$$I_{D(\text{sat})} = \frac{10 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 1 \text{ mA}$$

La figure 11.8b représente la droite de charge. Puisque $I_{D(\text{sat})}$ est nettement inférieure à I_{DSS} , le JFET est en forte saturation.

La résistance ohmique est :

$$R_{DS} = \frac{4 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 400 \Omega$$

Dans le circuit équivalent de la figure 11.8c, la tension drain vaut :

$$V_D = \frac{400 \Omega}{10 \text{ k}\Omega + 400 \Omega} 10 \text{ V} = 0,385 \text{ V}$$

11.5 Avez-vous compris ? Sur la figure 11.8a, calculer R_{DS} est V_D si $V_P = 3 \text{ V}$.

11.5 Polarisation en région active

Les amplificateurs à JFET ont besoin d'un point de fonctionnement stable. À cause de la grande dispersion des paramètres des JFET, nous ne pouvons utiliser la polarisation grille. À la place, nous devons adopter des méthodes de polarisation similaires à celles employées pour les transistors bipolaires.

Le choix de la technique d'analyse dépend du degré de précision nécessaire. Par exemple, lorsque vous faites l'analyse préliminaire et le test des circuits de polarisation, il est souvent souhaitable d'utiliser des valeurs idéales et des approximations de circuits. Dans les circuits JFET, cela signifie souvent ignorer les valeurs V_{GS} . Habituellement, les réponses idéales ont moins de 10 % d'erreur. Quand une analyse plus précise est nécessaire, on peut utiliser des solutions graphiques pour déterminer le point Q du circuit. Si on conçoit des circuits JFET ou si on a besoin d'encore plus de précision, il faut utiliser un simulateur de circuits comme Multisim.

11.5.1 Polarisation automatique

La figure 11.9a montre une **polarisation automatique (autopolarisation)**. Un courant drain traverse la résistance de source, donc une tension apparaît entre la source et la masse, donnée par :

$$V_S = I_D R_S \quad (11.6)$$

Puisque V_G est nulle :

$$V_{GS} = -I_D R_S \quad (11.7)$$

Cela signifie que la tension grille-source est égale à la tension sur la résistance de source changée de signe. Fondamentalement, le montage crée sa propre polarisation en utilisant la tension apparaissant aux bornes de R_S pour polariser en inverse la grille.

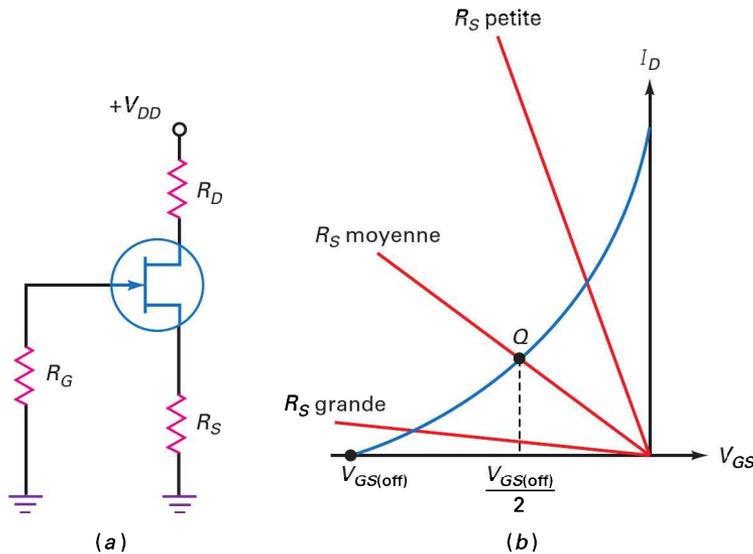


Figure 11.9
Polarisation automatique.

La figure 11.9b illustre l'effet de différentes résistances de source. Il y a R_S moyenne pour laquelle la tension grille-source est de l'ordre de la moitié de la tension de blocage. Une approximation de ce type de valeur de résistance est fournie par :

$$R_S \approx R_{DS} \quad (11.8)$$

Cette relation dit que la valeur de la résistance de source doit être égale à la résistance ohmique du JFET. Si cette condition est satisfaite, la tension grille-source est de l'ordre de la moitié de la tension de blocage et le courant drain le quart de I_{DSS} .

Lorsqu'on dispose de la courbe de la transconductance (caractéristique de transfert) d'un JFET, on peut étudier un circuit de polarisation automatique au moyen d'une méthode graphique et déterminer ainsi les valeurs de V_{GS} et I_D au point de fonctionnement. Supposons un système de polarisation ayant la courbe de transconductance de la figure 11.10. Le courant drain maximum est de 4 mA, la tension grille pouvant varier de 0 à -2 V. En traçant la droite relative à l'équation 11.7, on obtient le point d'intersection avec la courbe de transconductance et on détermine ainsi les valeurs de V_{GS} et I_D .

Si la résistance de source est de 500Ω l'équation 11.7 devient :

$$V_{GS} = -I_D(500 \Omega)$$

On choisit deux points : $I_D = 0$ qu'on porte sur l'axe des abscisses, qui correspond aux coordonnées (0,0) de l'origine des axes ; pour obtenir le second point on choisit la valeur de V_{GS} pour $I_D = I_{DSS}$. Dans notre cas, $I_D = 4 \text{ mA}$, on obtient alors par l'équation 11.7 la valeur $V_{GS} = -2 \text{ V}$, dont les coordonnées du point sont (4, -2). On dispose alors de deux points pour tracer la droite relative à l'équation 11.7. Le dessin de cette droite est représenté sur la figure 11.10. L'intersection de cette droite avec la courbe de la transconductance donne le point de fonctionnement Q du JFET en polarisation automatique. Comme vous le constatez le courant drain est inférieur à 2 mA et la tension grille source est légèrement inférieure à -1 V.

En résumé, voici une procédure pour trouver le point Q de tout JFET autopolarisé, à condition d'avoir la courbe de transconductance. Si la courbe n'est pas disponible, vous pouvez utiliser les valeurs nominales $V_{GS}(\text{off})$ et I_{DSS} , avec l'équation (11.3), pour en obtenir une :

- 1) Multiplier I_{DSS} par RS pour obtenir V_{GS} pour le deuxième point.
- 2) Tracer le second point (I_{DSS}, V_{GS}).
- 3) Tracer une droite passant par l'origine et le second point.
- 4) Lire les coordonnées du point d'intersection.

Le point Q n'est pas très stable en polarisation automatique. C'est pourquoi on ne l'utilise guère que dans le cas d'amplification de faibles signaux.

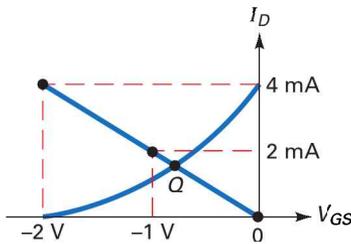


Figure 11.10
Point Q en polarisation automatique.

Question 11.6

Sur la figure 11.11a, quelle est la valeur approchée d'une résistance de source respectant les règles discutées précédemment ? Estimez la tension drain avec cette résistance particulière.

Réponse Comme il a été dit précédemment, une polarisation automatique fonctionne correctement si on place une résistance de source égale à la résistance ohmique du JFET :

$$R_{DS} = \frac{4 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 400 \Omega$$

La figure 11.11b montre une résistance de source 400Ω . Dans ce cas, le courant drain vaut environ le quart de 10 mA, soit 2,5 mA, et la tension drain-source se situe aux environs de :

$$V_D = 30 \text{ V} - (2,5 \text{ mA})(2 \text{ k}\Omega) = 25 \text{ V}$$

11.6 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice précédent en utilisant un courant drain $I_D = 8 \text{ mA}$. Calculer alors R_S et V_D .

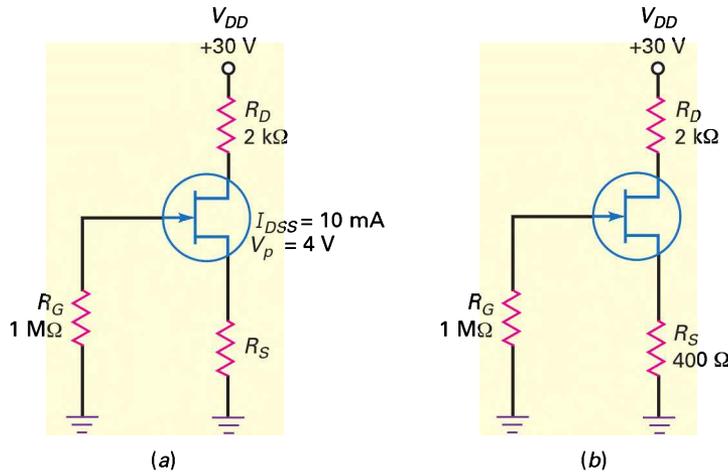


Figure 11.11

Question 11.7

En prenant le circuit de la figure 11.12a et les courbes de transconductance du transistor JFET 2N5486 de la figure 11.12b, déterminer les valeurs de V_{GS} et I_D des points Q_{min} et Q_{max} . En outre, calculer la valeur maximale de la résistance de source pour ce JFET.

III Multisim

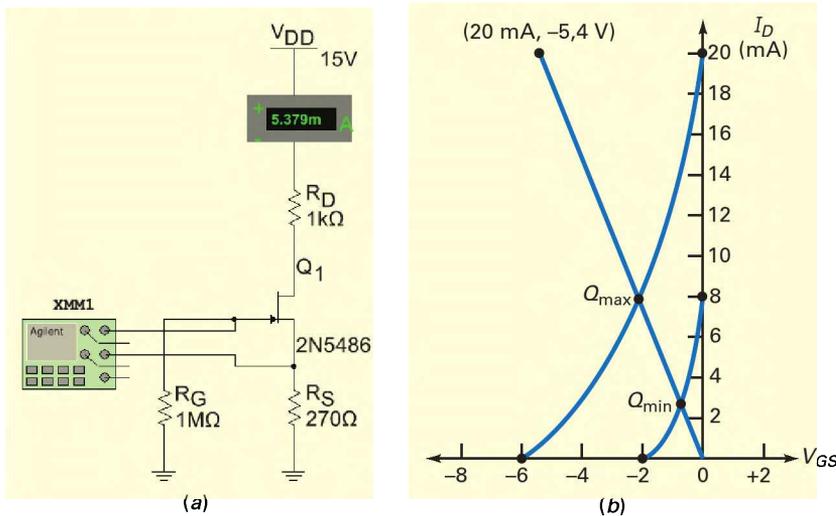
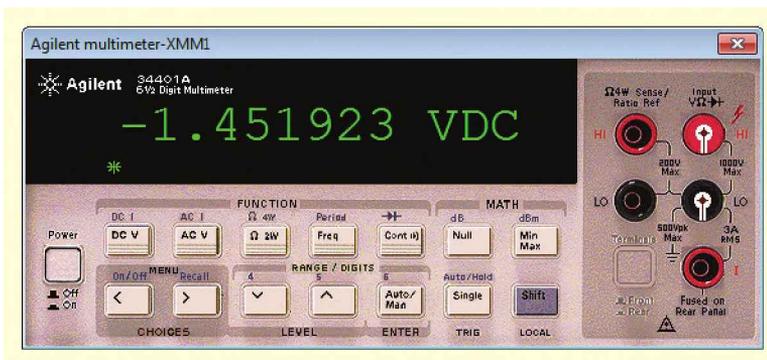


Figure 11.12
 (a) Exemple de polarisation automatique,
 (b) courbes de transconductance.



Réponse Commencer par calculer V_{GS} en multipliant I_{DSS} par R_S

$$V_{GS} = -(20 \text{ mA})(270 \Omega) = -5,4 \text{ V}$$

Placer le point (V_{GS} , I_{DSS}) soit : (20 mA, -5,4 V)

Tracer la droite entre le point d'origine (0, 0) et le point (20 mA, -5,4 V).

Lire alors les coordonnées des points Q_{\min} et Q_{\max} soit :

$$\text{Point } Q_{\min} : V_{GS} = -0,8 \text{ V et } I_D = 2,8 \text{ mA}$$

$$\text{Point } Q_{\max} : V_{GS} = -2,1 \text{ V et } I_D = 8,0 \text{ mA}$$

Remarquer que la valeur mesurée par le simulateur se situe entre le minimum et le maximum (figure 11.12). La valeur optimale de la résistance de source peut être calculée avec la relation :

$$R_S = \frac{V_{GS(\text{off})}}{I_{DSS}} \text{ ou } R_S = \frac{V_P}{I_{DSS}}$$

Et, en prenant les valeurs minimales, on obtient :

$$R_S = \frac{2 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 250 \Omega$$

Avec les valeurs maximales, on obtient :

$$R_S = \frac{6 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 300 \Omega$$

Remarquer que la valeur de résistance R_S de la figure 11.12a se situe entre $R_{S(\min)}$ et $R_{S(\max)}$.

11.7 Avez-vous compris ? Sur la figure 11.12a, changer la valeur de R_S à 390 Ω . Calculer alors les nouvelles valeurs des points Q_{\min} et Q_{\max} .

11.5.2 Polarisation par diviseur de tension

La figure 11.13a illustre une **polarisation par diviseur de tension**. Le diviseur fournit une tension grille V_G qui est une fraction de la tension de l'alimentation. En soustrayant la tension grille-source, nous en déduisons la tension sur la résistance de source :

$$V_S = V_G - V_{GS} \quad (11.9)$$

Puisque la tension V_{GS} est négative, la tension source est légèrement plus importante que la tension grille. En divisant cette tension source par la résistance de source, nous obtenons le courant drain :

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_G}{R_S} \quad (11.10)$$

Si la tension grille est importante, elle masque les écarts de tension V_{GS} d'un JFET à l'autre. Idéalement, le courant drain est presque le même pour n'importe quel JFET, comme nous le voyons sur la figure 11.13b.

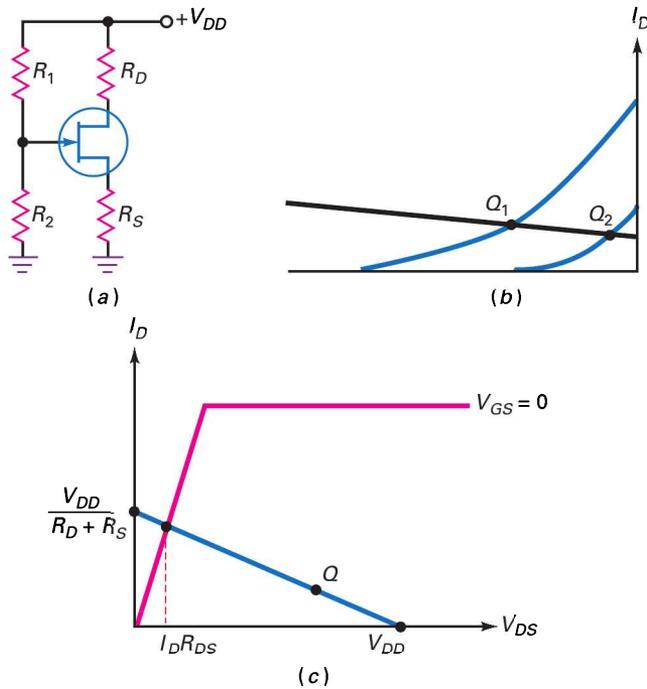


Figure 11.13
Polarisation par diviseur de tension.

La figure 11.13c représente la droite de charge DC. Pour un amplificateur, le point Q doit se situer dans la région active, la tension V_{DS} doit être beaucoup plus grande que $I_D R_{DS}$ (région ohmique) et inférieure à V_{DD} (blocage). Si la tension de l'alimentation disponible est importante, la polarisation par diviseur de tension peut réaliser un point de fonctionnement stable.

Lorsqu'on a besoin d'une plus grande précision pour déterminer le point de fonctionnement Q dans le cas d'une polarisation par diviseur de tension, on peut utiliser une méthode graphique. Ceci est d'autant plus vrai si les valeurs minimales et maximales de V_{GS} varient de plusieurs volts d'un transistor à l'autre. Sur la figure 11.13a, la tension appliquée à la grille est de :

$$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{DD}) \quad (11.11)$$

En utilisant la courbe de transconductance, comme celle de la figure 11.14, on place un premier point sur l'axe horizontal qui correspond à la valeur de V_{GS} , puis un second point sur l'axe vertical correspondant au courant drain, calculé avec l'équation 11.10 qui, avec $V_{GS} = 0$, permet d'obtenir I_D . On trace alors une droite entre ces deux points qui coupe la courbe de transconductance au point Q dont on peut lire les coordonnées directement sur les axes.

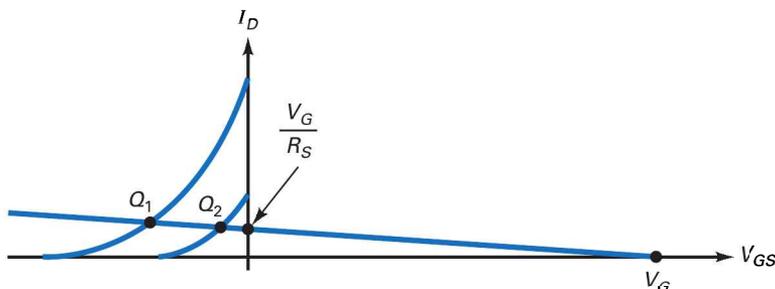


Figure 11.14
Point Q en polarisation par diviseur de tension.

Question 11.8

Tracez la droite de charge DC et le point de fonctionnement pour le montage de la figure 11.15a.

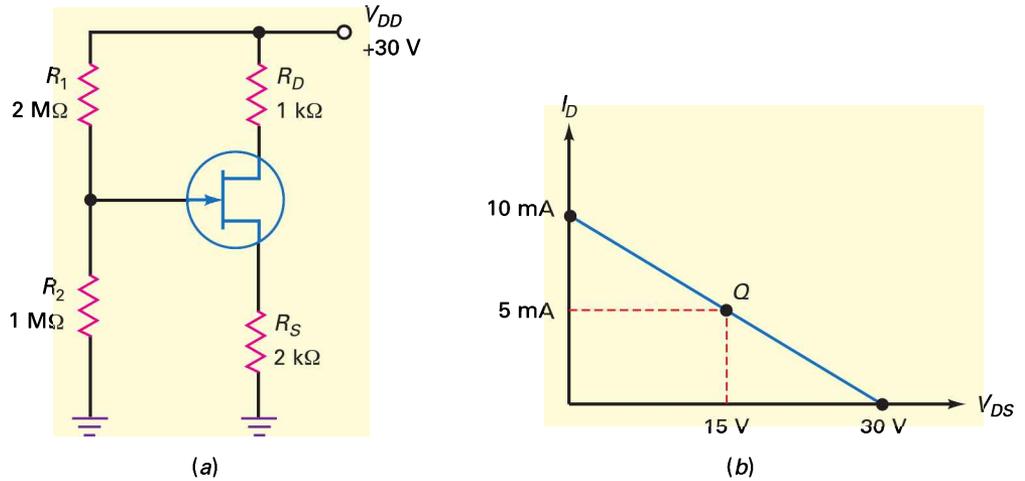


Figure 11.15

Réponse Le diviseur de tension 3/1 délivre sur la grille une tension égale à 10 V. En première approximation, la tension sur la résistance de source est :

$$V_s = 10 \text{ V}$$

Le courant drain vaut :

$$I_D = \frac{10 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

et la tension drain est :

$$V_D = 30 \text{ V} - (5 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 25 \text{ V}$$

La tension drain-source est :

$$V_{DS} = 25 \text{ V} - 10 \text{ V} = 15 \text{ V}$$

Le courant DC de saturation vaut :

$$I_{D(\text{sat})} = \frac{30 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA}$$

et la tension de blocage est :

$$V_{DS(\text{blocage})} = 30 \text{ V}$$

La figure 11.15b représente la droite de charge DC et le point de fonctionnement.

11.8 Avez-vous compris ? Sur la figure 11.15, la valeur de V_{DD} passe à 24 V. Refaire l'exercice précédent.

III Multisim

Question 11.9

En prenant comme base la figure 11.15a, déterminer les coordonnées des points Q_{\min} et Q_{\max} avec comme transistor utilisé un JFET 2N5486, dont la courbe de transconductance est celle de la figure 11.16a. Comparer les valeurs calculées avec celles affichées à l'écran du simulateur.

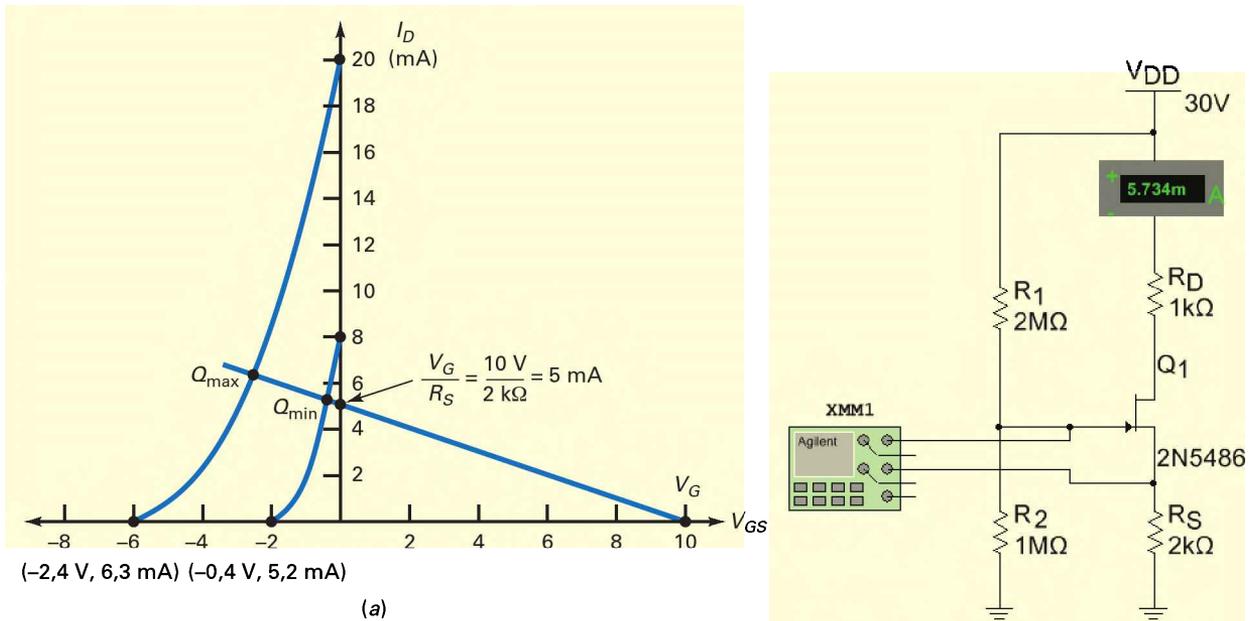
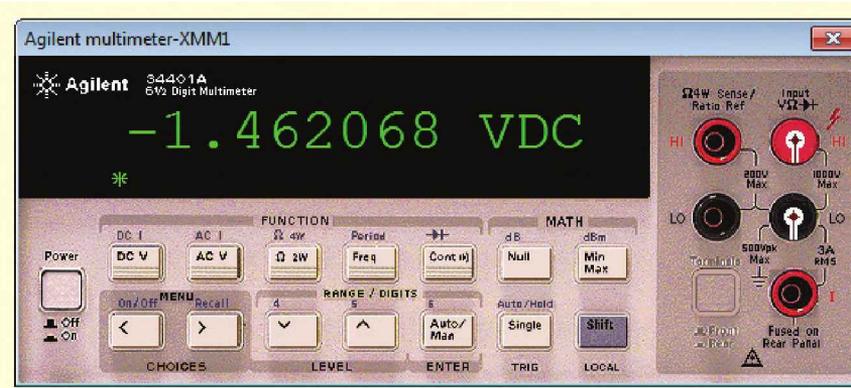


Figure 11.16
(a) Courbes de transconductance ;
(b) mesure faite au simulateur.



Réponse Calcul de V_G :

$$V_G = \frac{1 \text{ M}\Omega}{2 \text{ M}\Omega + 1 \text{ M}\Omega} (30 \text{ V}) = 10 \text{ V}$$

Cette valeur est portée sur l'axe des abscisses, c'est le premier point. Calculer maintenant I_D :

$$I_D = \frac{V_G}{R_S} = \frac{10 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

Cette valeur est portée sur l'axe des ordonnées, c'est le deuxième point.

En traçant la droite passant par ces deux points on obtient deux points d'intersection avec les courbes de transconductance. Ce sont les points de fonctionnement Q_{\min} et Q_{\max} qui permettent de déterminer :

$$\text{Point } Q_{\min} : V_{GS} = -0,4 \text{ V et } I_D = 5,2 \text{ mA}$$

$$\text{Point } Q_{\max} : V_{GS} = -2,4 \text{ V et } I_D = 6,3 \text{ mA}$$

La figure 11.16b montre la valeur affichée par le simulateur qui se situe entre le minimum et le maximum.

11.9 Avez-vous compris ? Sur la figure 11.15a, calculer la valeur maximale du courant I_D lorsque $V_{DD} = 24 \text{ V}$ en utilisant une méthode graphique.

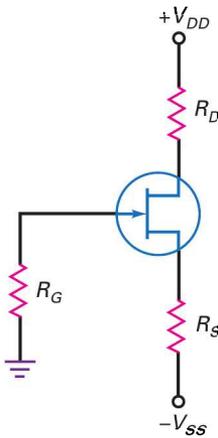


Figure 11.17
Polarisation à deux sources de tension.

11.5.3 Polarisation à deux sources de tension

La figure 11.17 montre une polarisation à deux sources de tension. La valeur du courant drain est donnée par :

$$I_D = \frac{V_{SS} - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_{SS}}{R_S} \quad (11.12)$$

De nouveau, l'idée est de masquer les variations de la tension V_{GS} par une tension V_{SS} nettement supérieure à V_{GS} . Idéalement, le courant drain est égal à cette tension de l'alimentation divisée par la résistance de source. Dans ces conditions, il est presque constant en dépit des remplacements de JFET ou des variations de température.

11.5.4 Polarisation par source de courant

Quand la tension de l'alimentation de drain n'est pas assez forte, il n'y a pas assez de tension sur la grille pour masquer les variations de V_{GS} . Dans ce cas, le concepteur préfère utiliser une **polarisation par source de courant** (figure 11.18a). Dans ce montage, le transistor bipolaire injecte un courant donné dans le JFET. La valeur du courant drain s'exprime par :

$$I_D = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \quad (11.13)$$

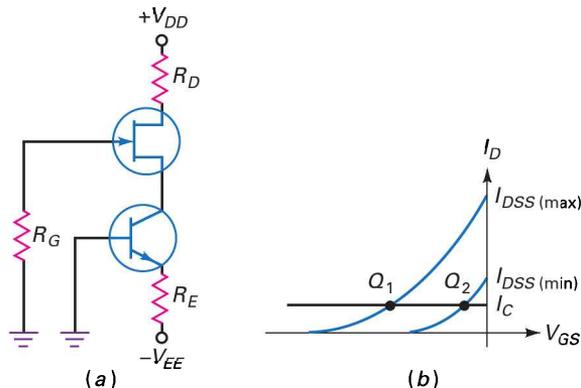


Figure 11.18
Polarisation par source de courant.

La figure 11.18*b* illustre l'efficacité de ce type de polarisation. Les deux points Q correspondent au même courant. Bien que la tension V_{GS} soit différente pour chaque point de fonctionnement, elle n'a plus aucun effet sur la valeur du courant drain.

Question 11.10

D'après la figure 11.19*a*, quelle est la valeur du courant drain ? Quelle est la tension entre le drain et la masse ?

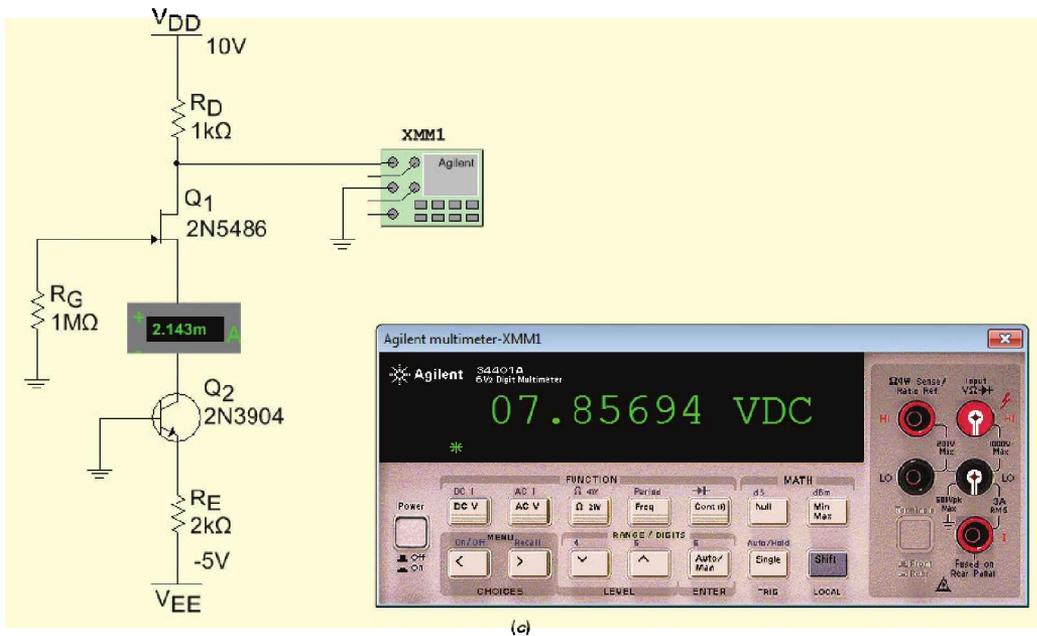
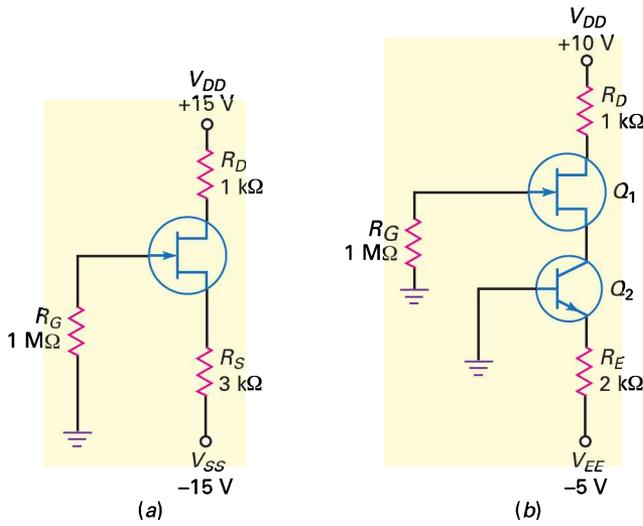


Figure 11.19

Réponse Idéalement, 15 V sont appliqués sur la résistance de source, donnant un courant drain :

$$I_D = \frac{15 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

La tension drain est :

$$V_D = 15 \text{ V} - (5 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 10 \text{ V}$$

||| Multisim

Question 11.11

Sur la figure 11.19b, quelle est la valeur du courant drain ? De la tension drain ?

Réponse Le transistor bipolaire fournit un courant :

$$I_D = \frac{5 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 2,15 \text{ mA}$$

La tension drain est :

$$V_D = 10 \text{ V} - (2,15 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 7,85 \text{ V}$$

11.11 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice précédent avec $R_E = 1 \text{ k}\Omega$.

L'encart *À retenir* 11.1 présente une synthèse des principales techniques de polarisation des transistors JFET. Les caractéristiques de transfert ou courbes de la transconductance, des divers schémas font apparaître des avantages et inconvénients de chaque technique de polarisation.

11.6 La transconductance

Pour étudier les amplis à JFET, il faut connaître la **transconductance**, nommée g_m et définie par :

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} \quad (11.14)$$

La transconductance est égale au courant drain AC divisé par la tension grille-source AC. Elle mesure la qualité du contrôle du courant drain par la tension grille-source. Plus elle est importante, plus le contrôle de la tension grille-source sur le courant drain est efficace.

Par exemple, si $i_d = 0,2 \text{ mA}_{pp}$ lorsque $v_{gs} = 0,1 \text{ V}_{pp}$, alors :

$$g_m = \frac{0,2 \text{ mA}}{0,1 \text{ V}} = 2(10^{-3}) \text{ mho} = 2 \text{ 000 } \mu\text{mho}$$

Ou encore, si $i_d = 1 \text{ mA}_{pp}$ lorsque $v_{gs} = 0,1 \text{ V}_{pp}$, alors :

$$g_m = \frac{1 \text{ mA}}{0,1 \text{ V}} = 10 \text{ 000 } \mu\text{mho}$$

Dans le second cas, la valeur plus importante de la transconductance indique un meilleur contrôle du courant drain par la grille.

11.6.1 Le siemens

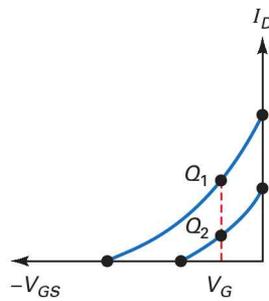
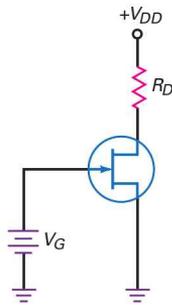
Le rapport courant sur tension a comme unité le *mho*. Il existe une unité plus moderne et équivalente au mho : le *siemens* (S) ; ainsi les réponses précédentes

Bon à Savoir

Il y a de nombreuses années, les tubes à vide étaient utilisés au lieu des transistors. Un tube à vide est aussi un composant contrôlé par une tension : la tension d'entrée grille-cathode V_{GK} contrôle le courant de plaque I_p en sortie.

À RETENIR 11.1 – Techniques de polarisation des JFETV

Polarisation par la grille

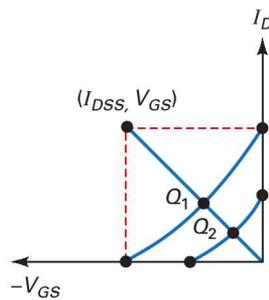
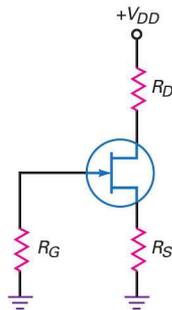


$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2$$

$$V_{GS} = V_G$$

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D$$

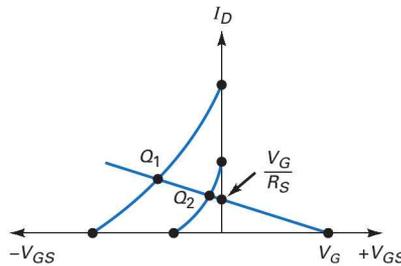
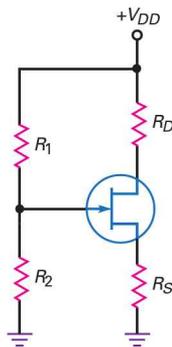
Polarisation automatique



$$V_{GS} = I_D (R_S)$$

$$\text{Deuxième point} = I_{DSS} (R_S)$$

Polarisation par diviseur de tension

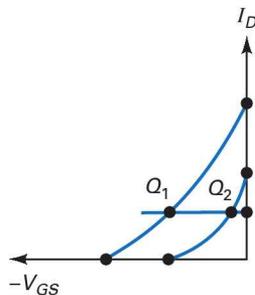
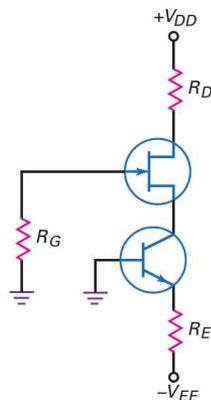


$$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{DD})$$

$$I_D = \frac{V_G}{R_S}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S$$

Polarisation par source de courant



$$I_D = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D$$

peuvent s'écrire $2\,000\ \mu\text{S}$ et $10\,000\ \mu\text{S}$. Sur les fiches techniques, l'une ou l'autre sont utilisées. On y trouve aussi le symbole g_{fs} au lieu de g_m . Par exemple, la fiche du transistor 2N5451 donne à g_{fs} une valeur $2\,000\ \mu\text{S}$ pour un courant drain de $1\ \text{mA}$. Il revient au même de dire que le transistor 2N5451 présente une transconductance égale à $2\,000\ \mu\text{mho}$ pour un courant drain de $1\ \text{mA}$.

11.6.2 Pente de la courbe de transfert

La figure 11.20a met en évidence la signification de g_m à partir de la courbe de transfert. Entre les points A et B, une modification de la tension V_{GS} entraîne une modification du courant I_D . Cette variation divisée par la variation de V_{GS} donne la valeur de la transconductance g_m entre les points A et B. En prenant une autre paire de points plus haut sur la courbe en C et D, nous obtenons une variation plus grande du courant. Donc g_m a des valeurs plus importantes dans le haut de la courbe. Autrement dit, la valeur de g_m est la pente de la courbe de transfert. Plus celle-ci est abrupte au point de fonctionnement, plus la transconductance est grande.

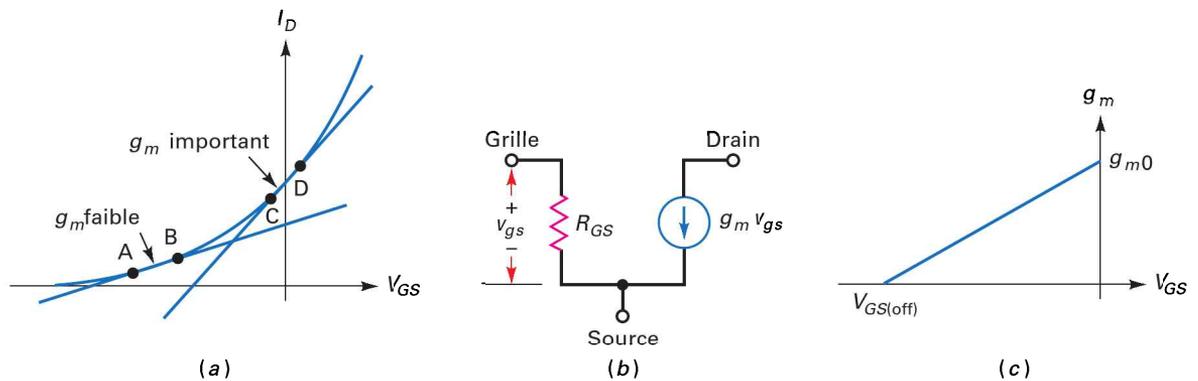


Figure 11.20
 (a) Transconductance ;
 (b) schéma équivalent AC ;
 (c) variation de g_m .

La figure 11.20b donne le schéma équivalent en alternatif pour un JFET. Une très grande résistance R_{GS} est placée entre la grille et la source. Le drain du JFET se comporte comme une source de courant de valeur $g_m v_{gs}$. Pour les valeurs de g_m et de v_{gs} données, on en déduit le courant drain AC.

11.6.3 Transconductance et tension de blocage grille-source

La grandeur $V_{GS(off)}$ est difficile à mesurer précisément. Par contre, le courant drain maximal I_{DSS} , et g_{m0} , la transconductance pour $V_{GS} = 0$, sont faciles à mesurer avec une grande précision. C'est pour cela que la tension $V_{GS(off)}$ est souvent déduite par la relation :

$$V_{GS(off)} = \frac{-2I_{DSS}}{g_{m0}} \quad (11.15)$$

Généralement, les constructeurs utilisent cette méthode pour donner la valeur de la tension $V_{GS(off)}$ dans les fiches techniques.

La quantité g_{m0} est aussi la valeur maximale de g_m car elle est obtenue pour $V_{GS} = 0$. Si V_{GS} devient négative, g_m décroît et la relation pour calculer sa valeur en fonction de V_{GS} est la suivante :

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right) \quad (11.16)$$

Bon à Savoir

Pour tout JFET, il y a une valeur de V_{GS} proche de $V_{GS(off)}$ qui produit un coefficient de température nul. Cela signifie que pour une certaine valeur de V_{GS} proche de $V_{GS(off)}$, il n'y a ni croissance ni décroissance de I_D lorsque la température augmente.

Remarquons que la transconductance g_m décroît linéairement lorsque la tension V_{GS} devient plus négative, comme l'illustre la figure 11.20c. L'évolution de la valeur de g_m est utile dans le *contrôle automatique de gain*, nous le verrons plus tard.

Question 11.12

Un JFET 2N5457 a $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$ et $g_{m0} = 5\,000 \mu\text{S}$. Quelle est la valeur de la tension $V_{GS(\text{off})}$? Que vaut la transconductance g_m quand $V_{GS} = -1 \text{ V}$?

Réponse Avec l'expression (11.15) :

$$V_{GS(\text{off})} = \frac{-2(5 \text{ mA})}{5\,000 \mu\text{S}} = -2 \text{ V}$$

Maintenant utilisons la relation (13.16) pour obtenir :

$$g_m = (5\,000 \mu\text{S}) \left(1 - \frac{1 \text{ V}}{2 \text{ V}}\right) = 2\,500 \mu\text{S}$$

11.12 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice précédent en prenant $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$ et $V_{GS} = -2 \text{ V}$.

11.7 Amplificateurs à JFET

La figure 11.21a représente un **amplificateur source commune (SC)**. Les condensateurs de liaison et de découplage sont des courts-circuits AC. Par conséquent, le signal est directement appliqué sur la grille. Puisque la source est reliée à la masse AC, toute la tension alternative d'entrée se retrouve entre la source et la grille, elle produit un courant drain AC. Ensuite, ce courant traverse la résistance de drain, et nous obtenons en sortie une tension alternative amplifiée et inversée. C'est ce signal de sortie qui est envoyé sur la résistance de charge.

Bon à Savoir

L'impédance d'entrée d'un JFET étant extrêmement élevée, le courant d'entrée est généralement considéré comme $0 \mu\text{A}$, et le gain de courant d'un amplificateur JFET est une quantité non définie.

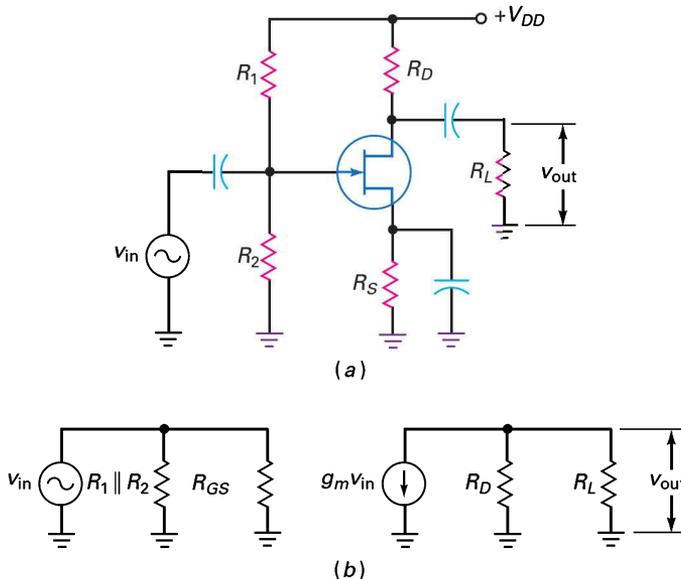


Figure 11.21
(a) Amplificateur SC ;
(b) schéma équivalent AC.

Bon à Savoir

Pour tout amplificateur JFET petit signal, le signal d'entrée qui commande la grille ne doit jamais atteindre la valeur pour laquelle la jonction grille-source est polarisée en direct.

11.7.1 Gain en tension de l'ampli SC

La figure 11.21*b* donne le schéma équivalent en alternatif. La résistance de drain AC, r_d , est définie par :

$$r_d = R_D \parallel R_L$$

Le gain en tension est :

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_m v_{in} r_d}{v_{in}}$$

qui se simplifie en :

$$A_v = g_m r_d \quad (11.17)$$

Cela veut dire que le gain en tension d'un ampli source commune est égal au produit de la transconductance par la résistance de drain en alternatif.

11.7.2 Input and Output Impedance of CS Amplifier

Un JFET ayant normalement une jonction grille source polarisée en inverse, sa résistance d'entrée de grille R_{GS} est très grande. R_{GS} peut être estimée à l'aide de valeurs de la fiche technique du JFET et peut être calculée par :

$$R_{GS} = \frac{V_{GS}}{I_{GSS}} \quad (11.18)$$

Par exemple, si $I_{GSS} = -2$ nA quand $V_{GS} = -15$ V, alors $R_{GS} = 7\,500$ M Ω .

Comme montré dans la figure 11.21*b*, l'impédance d'entrée de l'étage est :

$$z_{in(\text{étage})} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{GS}$$

R_{GS} étant normalement très grande, comparée aux résistances de polarisation d'entrée, l'impédance d'entrée de l'étage peut se réduire à :

$$z_{in(\text{étage})} = R_1 \parallel R_2 \quad (11.19)$$

Dans un amplificateur SC, $z_{out(\text{étage})}$ est la vue du circuit depuis la résistance de charge R_L . Dans la figure 11.21*b*, la résistance de charge voit R_D en parallèle avec une source de courant constant, qui est idéalement un circuit ouvert. Donc :

$$z_{out(\text{étage})} = R_D \quad (11.20)$$

11.7.3 Source suiveuse

La figure 11.22*a* représente le montage **source suiveuse** (amplificateur drain commun). Le signal d'entrée est appliqué sur la grille, et le signal de sortie est transmis de la source sur la résistance de charge. Comme l'émetteur suiveur, le montage source suiveuse a un gain en tension inférieur à 1. Sa principale qualité est sa très forte résistance d'entrée. Souvent, vous verrez un montage source suiveuse à l'entrée d'un système, suivi d'étages à transistors bipolaires pour le gain en tension.

Sur la figure 11.22*b*, la résistance de source AC est définie par :

$$r_s = R_S \parallel R_L$$

Il est possible de démontrer, pour le gain en tension d'un montage drain commun (source suiveuse), l'expression :

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_d r_s}{v_{gs} + i_d r_s} = \frac{g_m v_{gs} r_s}{v_{gs} + g_m v_{gs} r_s} \text{ ou } i_d = g_m v_{gs}$$

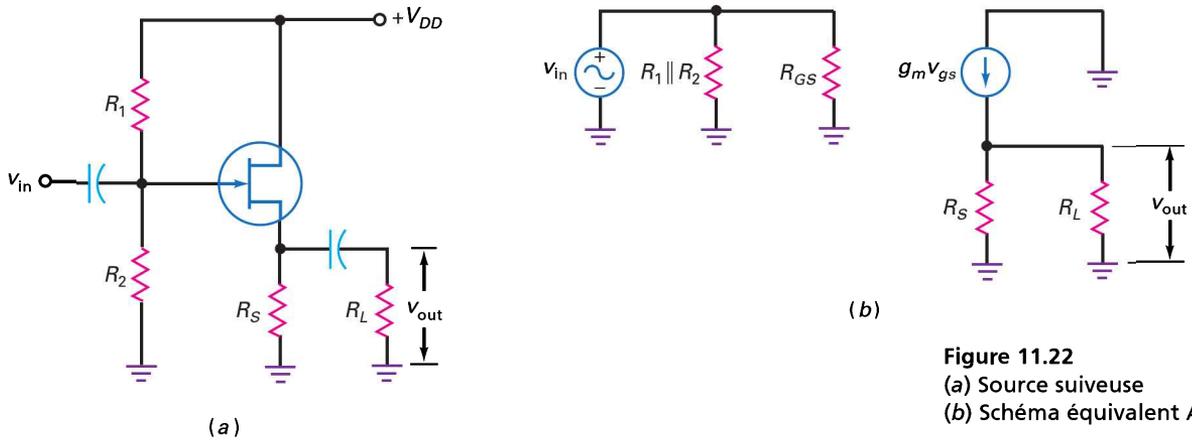


Figure 11.22
 (a) Source suiveuse
 (b) Schéma équivalent AC.

Soit :

$$A_v = \frac{g_m r_s}{1 + g_m r_s} \quad (11.21)$$

Le dénominateur étant toujours supérieur au numérateur, le gain en tension est toujours inférieur à 1.

La figure 11.22b montre que l'impédance d'entrée de l'ampli source suiveuse est la même que celle de l'ampli SC.

$$Z_{in(\text{étage})} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{GS}$$

Ce qui se simplifie en :

$$Z_{in(\text{étage})} = R_1 \parallel R_2$$

L'impédance de sortie est trouvée en regardant le circuit depuis la charge :

$$Z_{out(\text{étage})} = R_S \parallel R_{m(\text{source})}$$

La résistance voyant la source du JFET est :

$$R_{in(\text{source})} = \frac{v_{\text{source}}}{i_{\text{source}}} = \frac{v_{gs}}{i_s}$$

Comme $v_{gs} = \frac{i_d}{g_m}$ et $i_d = i_s$, alors :

$$R_{m(\text{source})} = \frac{i_d}{i_d} = \frac{1}{g_m}$$

L'impédance de sortie du montage source suiveuse est donc :

$$Z_{out(\text{étage})} = R_S \parallel \frac{1}{g_m} \quad (11.22)$$

Question 11.13

Multisim

Si, sur la figure 11.23, $g_m = 5\,000\ \mu\text{S}$, que vaut la tension de sortie ?

Réponse La résistance de drain AC est :

$$r_d = 3,6\ \text{k}\Omega \parallel 10\ \text{k}\Omega = 2,65\ \text{k}\Omega$$

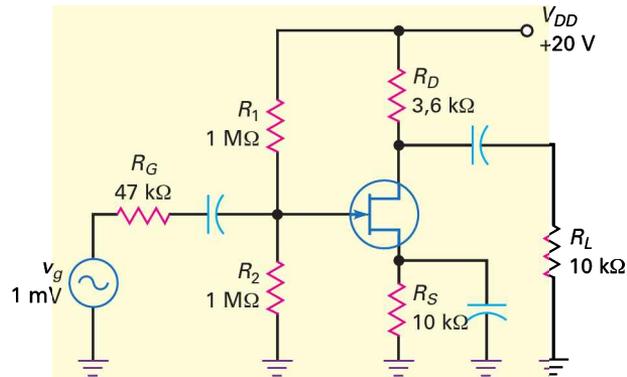


Figure 11.23
Exemple d'ampli
source commune.

Le gain en tension est :

$$A_v = (5\,000\ \mu\text{S})(2,65\ \text{k}\Omega) = 13,3$$

Avec la relation (11.19), l'impédance de sortie de l'étage est 500 kΩ et le signal à l'entrée de la porte est environ 1 mV. La tension de sortie est donc :

$$v_{\text{out}} = 13,3(1\ \text{mV}) = 13,3\ \text{mV}$$

11.13 Avez-vous compris ? Sur la figure 11.23, quelle est la valeur de la tension de sortie si la transconductance $g_m = 2\,000\ \mu\text{S}$?

III Multisim

Question 11.14

Si, dans la figure 11.24, $g_m = 2\,500\ \mu\text{S}$, quelles sont les valeurs de l'impédance d'entrée, de l'impédance de sortie et de la tension de sortie du montage source suiveuse ?

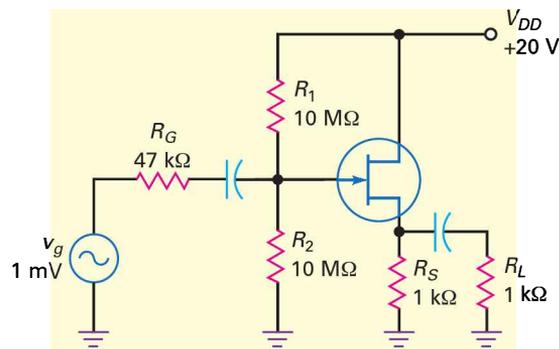


Figure 11.24
Exemple de montage
source suiveuse.

Réponse Avec la relation (11.19), l'impédance d'entrée de l'étage est :

$$z_{\text{in(étage)}} = R_1 \parallel R_2 = 10\ \text{M}\Omega \parallel 10\ \text{M}\Omega = 5\ \text{M}\Omega$$

Avec la relation (11.22), l'impédance de sortie de l'étage est :

$$z_{\text{out(étage)}} = R_S \parallel \frac{1}{g_m} = 1\ \text{k}\Omega \parallel \frac{1}{2\,500\ \mu\text{S}} = 1\ \text{k}\Omega \parallel 400\ \Omega = 286\ \Omega$$

La résistance de source en alternatif vaut :

$$r_s = 1\ \text{k}\Omega \parallel 1\ \text{k}\Omega = 500\ \Omega$$

Avec la relation (11.21), le gain en tension est :

$$A_v = \frac{(2\,500\ \mu\text{S})(500\ \Omega)}{1 + (2\,500\ \mu\text{S})(500\ \Omega)} = 0,556$$

L'impédance d'entrée de l'étage étant $5\ \text{M}\Omega$, le signal d'entrée sur la grille est environ $1\ \text{mV}$. Donc, la tension de sortie est :

$$v_{\text{out}} = 0,556(1\ \text{mV}) = 0,556\ \text{mV}$$

11.14 Avez-vous compris ? Sur la figure 11.24, quelle est la valeur de la tension de sortie si la transconductance $g_m = 5\,000\ \mu\text{S}$?

Question 11.15

La figure 11.25 comprend une résistance variable de $1\ \text{k}\Omega$. Si elle est réglée à $780\ \Omega$, quel est le gain en tension ?

III Multisim

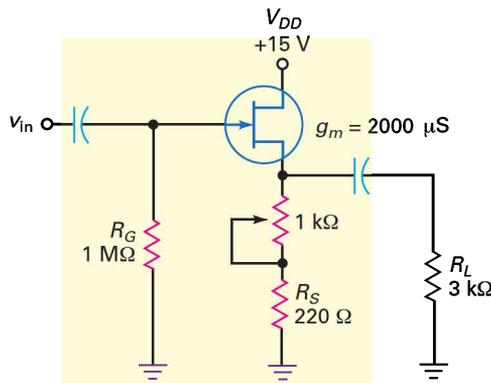


Figure 11.25

Réponse En continu, la résistance de source totale est :

$$R_s = 780\ \Omega + 220\ \Omega = 1\ \text{k}\Omega$$

En alternatif, la résistance de source vaut :

$$r_s = 1\ \text{k}\Omega \parallel 3\ \text{k}\Omega = 750\ \Omega$$

Le gain en tension est :

$$A_v = \frac{(2\,000\ \mu\text{S})(750\ \Omega)}{1 + (2\,000\ \mu\text{S})(750\ \Omega)} = 0,6$$

11.15 Avez-vous compris ? Sur la figure 11.25, quel est le gain en tension maximum en ajustant la résistance variable ?

Question 11.16

D'après la figure 11.26, quel est le courant drain ? Le gain en tension ?

III Multisim

Réponse Le diviseur 3/1 donne une tension continue sur la grille égale à $10\ \text{V}$. Idéalement, le courant drain vaut :

$$I_D = \frac{10\ \text{V}}{2,2\ \text{k}\Omega} = 4,55\ \text{mA}$$

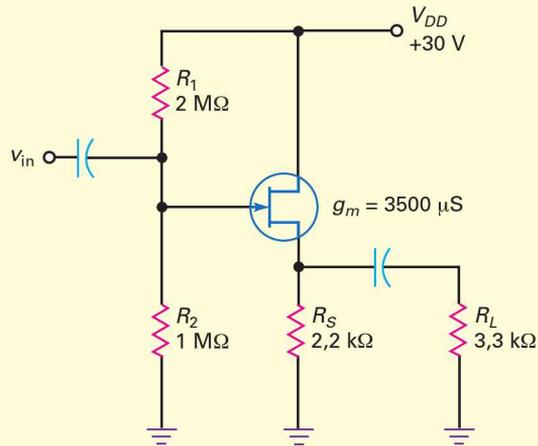


Figure 11.26

La résistance de source AC vaut :

$$r_s = 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 3,3 \text{ k}\Omega = 1,32 \text{ k}\Omega$$

Le gain en tension est :

$$A_v = \frac{(3\,500 \mu\text{S})(1,32 \text{ k}\Omega)}{1 + (3\,500 \mu\text{S})(1,32 \text{ k}\Omega)} = 0,822$$

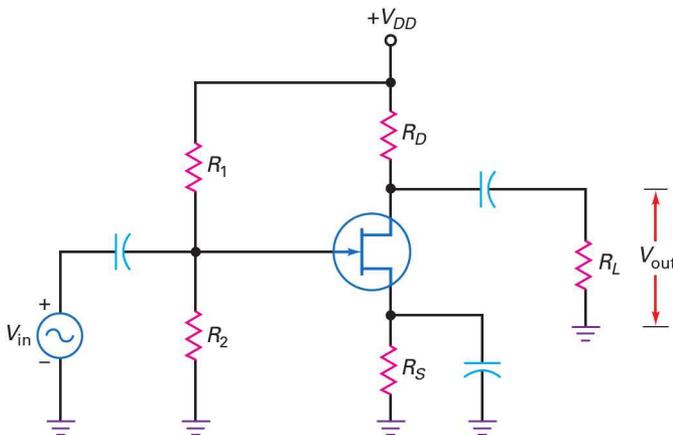
11.16 Avez-vous compris ? Sur la figure 11.26, que devient le gain en tension si la résistance de 3,3 kΩ est débranchée ?

L'encart *À Retenir* 11.2 fait une comparaison entre un amplificateur à source commune et un amplificateur à source suiveuse du point de vue de l'organisation et des calculs associés.

À RETENIR 11.2 – Amplificateurs à base de JFET

Circuit

Source commune



Caractéristiques

$$V_G = \frac{R_1}{R_1 + R_2}(V_{DD})$$

$V_S \approx V_G$ ou utiliser une méthode graphique

$$I_D = \frac{V_S}{R_S} \quad V_D = V_{DD} - I_D R_D$$

$$V_{GS(\text{off})} = \frac{-2I_{DSS}}{g_{m0}}$$

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}} \right)$$

$$r_d = R_D \parallel R_L$$

$$A_v = g_m r_d$$

Déphasage = 180°

À RETENIR 11.2 – Amplificateurs à base de JFET (suite)

Circuit	Caractéristiques
<p>Source suiveuse</p> <div style="text-align: center; margin: 10px 0;"> </div>	$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{DD})$ $V_S \approx V_G \text{ ou utiliser une méthode graphique}$ $I_D = \frac{V_S}{R_S} \quad V_{DS} = V_{DD} - V_S$ $V_{GS(\text{off})} = \frac{-2I_{DSS}}{g_{m0}}$ $g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}} \right)$ $A_v = \frac{g_m r_s}{1 + g_m r_s}$ <p>Déphasage = 0°</p>

11.8 Le JFET en commutation analogique

Outre le montage source suiveuse, la *commutation analogique* est une autre application majeure du JFET. Dans ce cas, le composant agit comme un interrupteur qui transmet ou bloque un petit signal alternatif. Pour obtenir ce mode de fonctionnement, la tension grille-source V_{GS} prend seulement deux valeurs : soit zéro, soit une valeur plus négative que $V_{GS(\text{off})}$. De cette manière, le JFET opère soit en région ohmique, soit au blocage.

11.8.1 L'interrupteur shunt

La figure 11.27a représente un **interrupteur shunt** à JFET. Le JFET est soit conducteur, soit isolant, selon que la tension V_{GS} est haute ou basse. Quand elle est au niveau haut (0 V), le transistor opère dans la région ohmique ; quand elle est au niveau bas ($V_{GS(\text{off})}$), il se situe au blocage. Nous pouvons donc utiliser la figure 11.27b comme circuit équivalent.

En fonctionnement normal, la tension alternative d'entrée doit être un faible signal, habituellement inférieur à 100 mV. Ce petit signal garantit que le JFET reste en région ohmique quand la tension d'entrée atteint sa crête supérieure. Aussi, la résistance de drain R_D est beaucoup plus grande que R_{DS} , la résistance ohmique du JFET, pour permettre une forte saturation :

$$R_D \gg R_{DS}$$

Quand V_{GS} est au niveau haut, le JFET fonctionne dans la région ohmique et l'interrupteur de la figure 11.27b est fermé. Puisque R_{DS} est beaucoup plus faible que R_D , la tension v_{out} est bien plus faible que la tension v_{in} . Quand V_{GS} est au niveau bas, le JFET est bloqué, l'interrupteur précédent est ouvert. Dans ce cas, $v_{\text{out}} = v_{\text{in}}$. Donc le JFET en interrupteur shunt transmet ou bloque un signal alternatif.

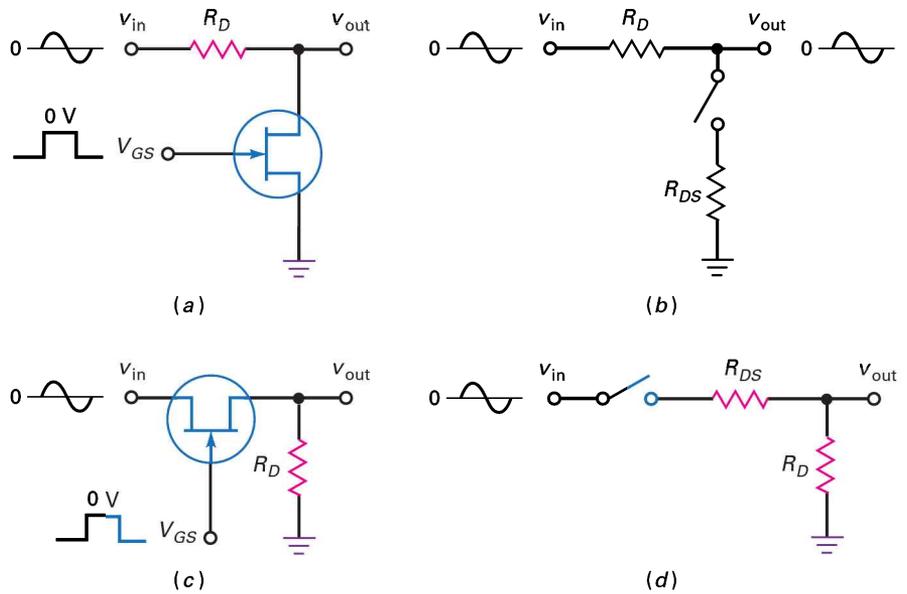


Figure 11.27
 Interrupteurs analogiques à JFET.
 (a) Type shunt ;
 (b) circuit équivalent du type shunt ;
 (c) type série ;
 (d) schéma équivalent du type série.

11.8.2 L'interrupteur série

La figure 11.27c montre un **interrupteur série**, la figure 11.27d représente son schéma équivalent. Quand la tension V_{GS} est au niveau haut, l'interrupteur est fermé et le JFET est équivalent à une résistance R_{DS} . Dans ces conditions, la sortie est approximativement égale à l'entrée. Quand V_{GS} est au niveau bas, le JFET est ouvert et la tension de sortie est approximativement nulle.

Le rapport *on-off* (marche-arrêt) d'un interrupteur se définit par la tension de sortie maximale divisée par la tension de sortie minimale :

$$\text{Rapport on-off} = \frac{v_{\text{out(max)}}}{v_{\text{out(min)}}} \tag{11.23}$$

Quand un fort rapport on-off est nécessaire, l'interrupteur série est préférable car son rapport marche-arrêt est supérieur à celui de l'interrupteur shunt.

11.8.3 Le hacheur

La figure 11.28 illustre un JFET utilisé en **hacheur**. La tension grille est un signal rectangulaire permanent qui fait basculer continuellement le JFET entre l'état passant et l'état bloqué. Le signal d'entrée est une tension rectangulaire d'amplitude V_{DC} . Cette forme de signal sur la grille entraîne une tension de sortie *hachée* (v_{in} transmise ou bloquée), comme on le voit sur la figure.

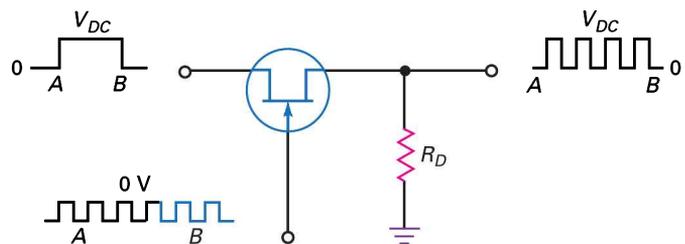


Figure 11.28
 Hacheur.

Le hacheur peut utiliser soit un interrupteur shunt, soit un interrupteur série. Fondamentalement, ce circuit transforme un signal statique à l'entrée en un signal rectangulaire à la sortie de valeur crête V_{DC} . Nous verrons plus tard que le hacheur à JFET sert à réaliser un *ampli continu*, un circuit qui peut amplifier les fréquences les plus faibles jusqu'à la fréquence nulle.

Question 11.17

Un interrupteur JFET shunt possède $R_D = 10\text{ k}\Omega$, $I_{DSS} = 10\text{ mA}$ et $V_{GS(off)} = -2\text{ V}$. Si $v_{in} = 10\text{ mV}_{pp}$, quelles sont les tensions de sortie ? Quel est le rapport on-off ?

Réponse La résistance ohmique est :

$$R_{DS} = \frac{2\text{ V}}{10\text{ mA}} = 200\ \Omega$$

La figure 11.29a montre le circuit équivalent lorsque le JFET conduit. La tension de sortie vaut :

$$v_{out} = \frac{200\ \Omega}{10,2\text{ k}\Omega}(10\text{ mV}_{pp}) = 0,196\text{ mV}_{pp}$$

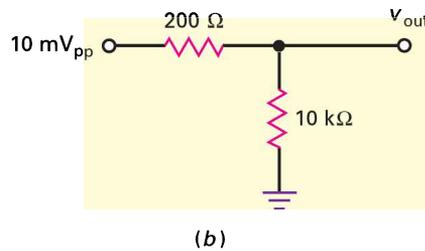
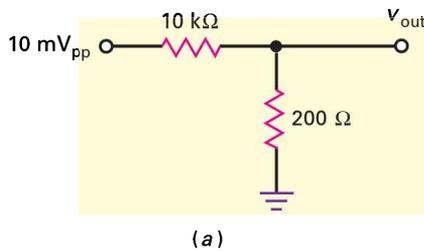


Figure 11.29

Quand le JFET est bloqué :

$$v_{out} = 10\text{ mV}_{pp}$$

Le rapport on-off vaut :

$$\text{Rapport on-off} = \frac{10\text{ mV}_{pp}}{0,196\text{ mV}_{pp}} = 51$$

11.17 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice précédent avec la valeur $V_{GS(off)} = -4\text{ V}$.

Question 11.18

Un interrupteur JFET série possède les mêmes grandeurs que celles de la question 11.17. Quelles sont les tensions de sortie ? Si le JFET bloqué présente une résistance $10\text{ M}\Omega$, quelle est la valeur du rapport on-off ?

Réponse La figure 11.29b représente le schéma équivalent du circuit lorsque le JFET conduit. La tension de sortie vaut :

$$v_{out} = \frac{10\text{ k}\Omega}{10,2\text{ k}\Omega}(10\text{ mV}_{pp}) = 9,8\text{ mV}_{pp}$$

Quand le JFET est bloqué :

$$v_{\text{out}} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ M}\Omega} (10 \text{ mV}_{\text{pp}}) = 10 \mu\text{V}_{\text{pp}}$$

Le rapport on-off de l'interrupteur est :

$$\text{Rapport on-off} = \frac{9,8 \text{ mV}_{\text{pp}}}{10 \mu\text{V}_{\text{pp}}} = 980$$

En comparant avec la réponse à la question précédente, nous voyons que l'interrupteur série possède un meilleur rapport on-off.

11.18 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice précédent avec la valeur $V_{\text{GS(off)}} = -4 \text{ V}$.

Question 11.19

Le signal rectangulaire appliqué sur la grille dans la figure 11.30 a une fréquence 20 kHz. Quelle est la fréquence de la sortie hachée ? Si le transistor MPF4858 possède une résistance R_{DS} égale à 50Ω , quelle est la valeur crête de la tension de sortie hachée ?

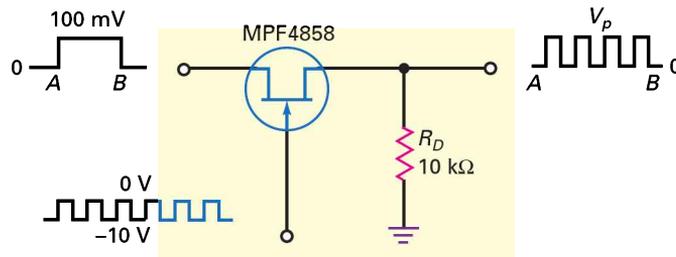


Figure 11.30
Exemple de hacheur.

Réponse La fréquence du signal de sortie est identique à la fréquence de hachage (la fréquence du signal sur la grille) :

$$f_{\text{out}} = 20 \text{ kHz}$$

Puisque 50Ω sont très inférieurs à $10 \text{ k}\Omega$, presque toute la tension d'entrée se retrouve sur la sortie :

$$V_p = \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 50 \Omega} (100 \text{ mV}) = 99,5 \text{ mV}$$

11.19 Avez-vous compris ? Sur la figure 11.30, en utilisant une valeur $R_{\text{S}} = 100 \Omega$, calculer la nouvelle valeur crête de la tension de sortie hachée.

11.9 Autres applications du JFET

Un JFET ne peut concurrencer un transistor bipolaire dans la plupart des amplifications. Mais pour des applications spéciales, il constitue le meilleur choix grâce à ses propriétés très particulières. Dans ce paragraphe, nous allons envisager ces utilisations où le JFET possède un avantage indiscutable sur le transistor bipolaire.

11.9.1 Multiplexage

Multiplex signifie « plusieurs en un ». La figure 11.31 représente un *multiplexeur analogique*, dispositif qui aiguille un ou plusieurs signaux d'entrée sur la ligne de sortie. Chaque JFET se comporte comme un interrupteur série, les signaux de commande (V_1 , V_2 et V_3) font basculer les JFET entre les états passant et bloqué. Quand une tension de commande est au niveau haut, le signal d'entrée qui lui correspond est transmis à la sortie.

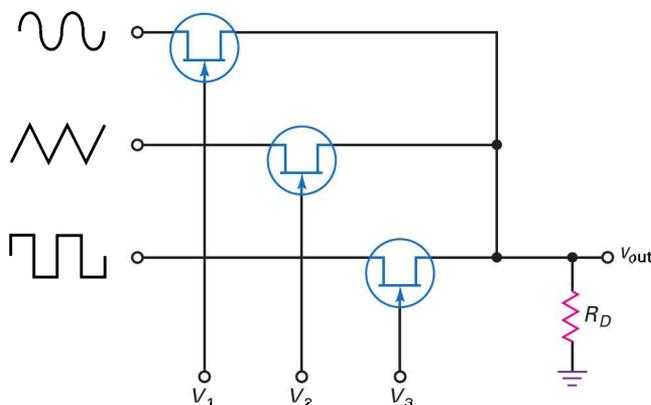


Figure 11.31
Multiplexeur.

Exemple : si V_1 est haute et les autres tensions basses, la sortie est un signal sinusoïdal. Si V_2 est haute et les autres basses, la sortie est devenue triangulaire. Si V_3 est haute et V_1 et V_2 basses, la sortie est un signal rectangulaire. Normalement, un seul signal de commande est à l'état haut ; par conséquent, une seule entrée est transmise à la sortie.

11.9.2 Amplificateur hacheur

Il est possible de réaliser un amplificateur à liaison continue en éliminant tous les condensateurs de liaison et de découplage et en branchant directement la sortie de chaque étage sur l'entrée du suivant. De cette manière, les tensions continues et alternatives sont transmises conjointement. Les montages capables d'amplifier des signaux DC sont appelés *amplis continus*. Leur principal défaut est la *dérive* : c'est une lente variation de la tension de sortie continue finale provoquée par des évolutions très faibles de la tension d'alimentation, des paramètres des transistors et de la température.

La figure 11.32a illustre une solution pour surmonter ce problème de dérive. Plutôt que d'utiliser une liaison directe, nous prenons un JFET pour convertir l'entrée continue en un signal rectangulaire. Ce signal étant un signal alternatif, nous pouvons alors utiliser un amplificateur conventionnel pourvu d'une liaison par condensateur et de condensateurs de découplage. La valeur crête de la sortie finale est ensuite détectée pour retrouver le signal initial de l'entrée.

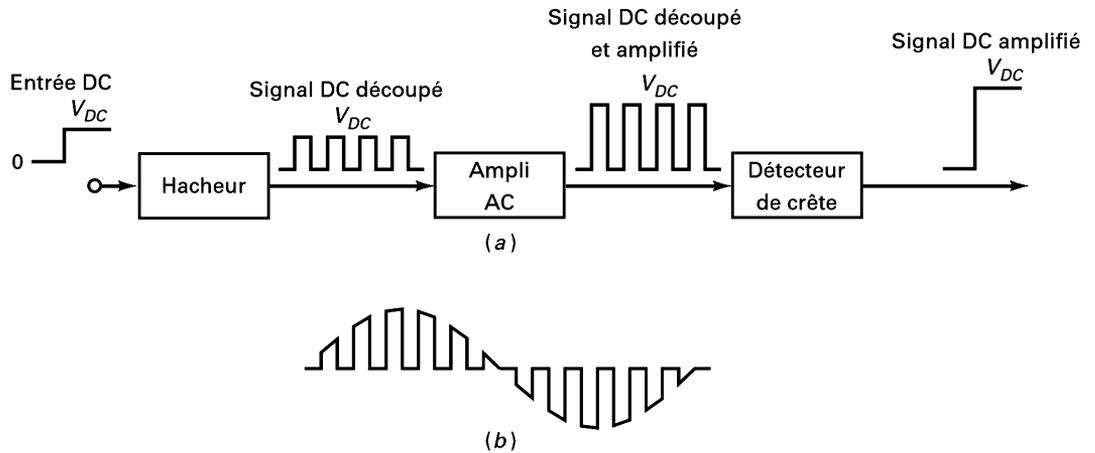


Figure 11.32
Multiplexeur.

Un amplificateur hacheur peut traiter aussi bien les signaux continus que les signaux basses fréquences. Dans le cas d'une entrée sinusoïdale basse fréquence, elle est d'abord hachée et prend la forme représentée par la figure 11.32b. Ce signal découpé est traité par un amplificateur AC dont la valeur crête de la sortie est détectée pour retrouver la forme du signal de départ.

11.9.3 Amplificateur tampon

La figure 11.33 représente un amplificateur tampon, un étage qui isole le précédent du suivant. Idéalement, un amplificateur tampon doit présenter une forte impédance d'entrée, il reçoit alors la totalité de la tension de Thévenin de l'étage A. Il doit aussi posséder une faible impédance de sortie, cela permet à toute sa tension de sortie de se retrouver sur l'entrée de l'étage B.

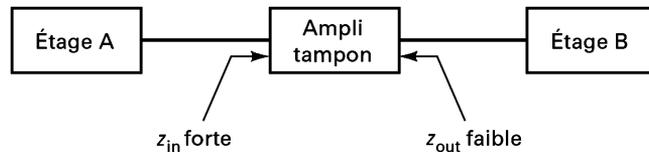


Figure 11.33
L'amplificateur tampon isole l'étage A de l'étage B.

Le montage source suiveuse est un excellent amplificateur tampon grâce à sa forte impédance d'entrée (largement supérieure au mégohm aux basses fréquences) et sa faible impédance de sortie (typiquement quelques centaines d'ohms). La forte impédance d'entrée constitue une charge légère pour l'étage A, la faible impédance de sortie signifie qu'il peut supporter de lourdes charges (faibles résistances).

11.9.4 Amplificateur à faible bruit

Le *bruit* est une perturbation indésirable superposée au signal utile, il brouille l'information contenue dans le signal. Par exemple, le bruit dans les récepteurs de télévision produit des petites taches blanches et noires sur l'image. Un bruit important peut masquer la totalité de l'image. De la même façon, le bruit dans les récepteurs de radio se traduit par des craquements et des sifflements, qui parfois couvrent complètement le signal. Le bruit est indépendant du signal car il existe même en l'absence de celui-ci.

Le JFET est un composant exceptionnel à faible bruit, il produit nettement moins de bruit que le transistor bipolaire. Un faible bruit à l'entrée d'un récepteur est primordial car les étages amplificateurs suivants vont le renforcer en même temps que le signal. L'usage d'un amplificateur avec un transistor JFET à l'entrée permet d'avoir moins de bruit amplifié à la sortie.

Les autres circuits d'entrée sont les *mélangeurs* et les *oscillateurs*. Un mélangeur de fréquence est un montage qui transforme une haute fréquence en une basse fréquence. Un oscillateur est un circuit qui engendre un signal alternatif. Les JFET sont souvent utilisés pour la réalisation des amplis, mélangeurs et oscillateurs VHF/UHF. *VHF* signifie « très hautes fréquences » (*Very High Frequencies* : 30 MHz à 300 MHz) alors que *UHF* veut dire « ultra-hautes fréquences » (*Ultra High Frequencies* : 300 MHz à 3 000 MHz).

11.9.5 Résistance commandée en tension

Quand le JFET opère dans la région ohmique, il est généralement à $V_{GS} = 0$ pour permettre la saturation complète. Cependant, il y a une exception ; il est possible d'utiliser le JFET dans sa région ohmique avec des tensions V_{GS} variant de 0 à $V_{GS(om)}$. Dans ce cas, il se comporte comme une *résistance commandée en tension*.

La figure 11.34 représente les courbes du courant drain d'un transistor JFET 2N5951 près de l'origine avec des tensions V_{DS} inférieures à 100 mV. Dans cette région, la résistance petit signal r_{ds} est définie par le rapport entre la tension et le courant drain-source :

$$r_{ds} = \frac{V_{DS}}{I_D} \quad (11.24)$$

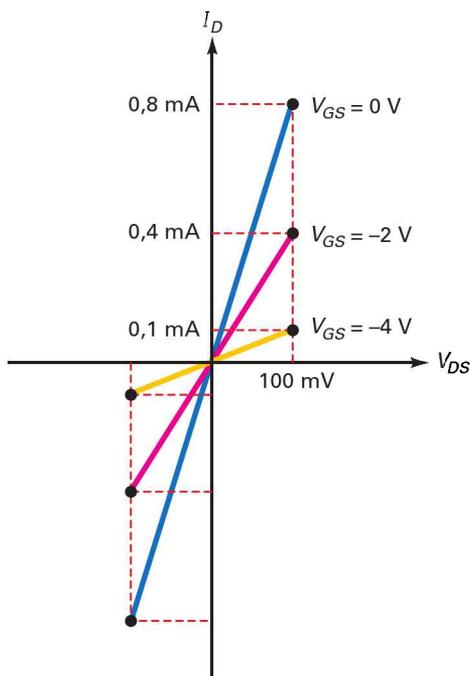


Figure 11.34
La résistance petit signal r_{ds} est commandée par la tension V_{GS} .

La figure 11.34 montre que la résistance r_{ds} dépend de la tension V_{GS} utilisée. Pour $V_{GS} = 0$, r_{ds} est minimale et elle est égale à R_{DS} . Lorsque la tension V_{GS} devient négative, r_{ds} augmente et sa valeur devient supérieure à celle de la résistance R_{DS} .

Par exemple, pour $V_{GS} = 0$, nous pouvons calculer sur la figure 11.34 :

$$r_{ds} = \frac{100 \text{ mV}}{0,8 \text{ mA}} = 125 \Omega$$

Pour $V_{GS} = -2 \text{ V}$:

$$r_{ds} = \frac{100 \text{ mV}}{0,4 \text{ mA}} = 250 \Omega$$

Pour $V_{GS} = -4 \text{ V}$:

$$r_{ds} = \frac{100 \text{ mV}}{0,1 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

Lorsqu'il est dans la région ohmique, le JFET se comporte comme une résistance commandée par une tension.

Souvenez-vous que le JFET est un composant symétrique en basses fréquences car chaque extrémité peut jouer le rôle de source ou de drain. C'est pour cela que les courbes de courant drain de la figure 11.34 s'étendent de part et d'autre de l'origine. Le JFET peut servir de résistance commandée en tension pour des faibles signaux alternatifs, ceux dont l'amplitude crête à crête est inférieure à 200 mV. Utilisé de cette façon, le JFET ne demande pas d'alimentation continue de tension drain-source car c'est le signal alternatif qui constitue la tension drain.

La figure 11.35a représente un circuit shunt où le JFET est utilisé comme une résistance commandée en tension. Ce montage est identique à l'interrupteur shunt envisagé précédemment. La différence est que la tension V_{GS} ne bascule pas de 0 à une valeur très négative, mais elle évolue continûment entre 0 et $V_{GS(off)}$. De cette manière, la tension V_{GS} modifie la résistance du JFET et contrôle la valeur crête de la tension de sortie.

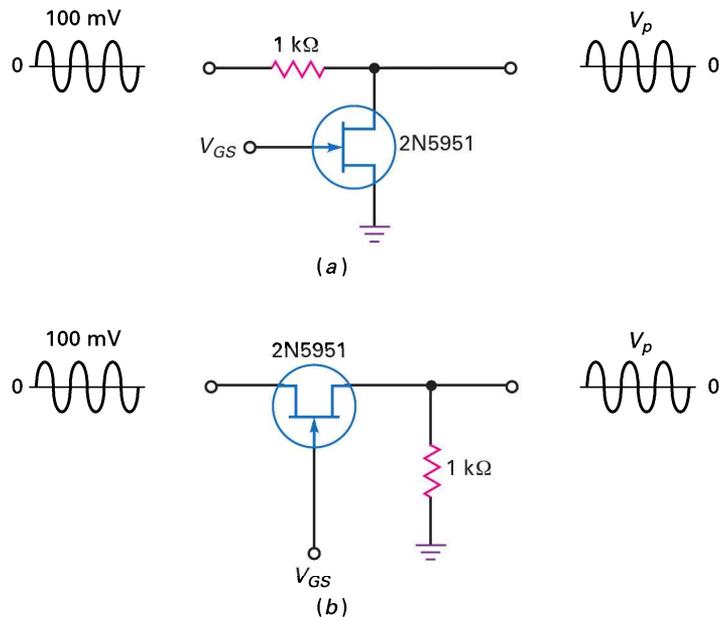


Figure 11.35
Exemple de résistance
commandée en tension.

La figure 11.35b concerne un circuit série avec JFET utilisé en résistance variable. Le concept est le même ; lorsque vous modifiez la valeur de la tension V_{GS} , vous changez la résistance AC du JFET et vous contrôlez la valeur crête de la tension de sortie.

D'après les calculs précédents, lorsque $V_{GS} = 0$, la résistance petit signal du JFET 2N5951 vaut :

$$r_{ds} = 125 \Omega$$

Sur la figure 11.35a, le diviseur de tension donne une tension crête de sortie :

$$V_p = \frac{125 \Omega}{1,125 \text{ k}\Omega} (100 \text{ mV}) = 11,1 \text{ mV}$$

Si V_{GS} passe à -2 V , $r_{ds} = 250 \Omega$ et la tension crête de sortie monte à :

$$V_p = \frac{250 \Omega}{1,25 \text{ k}\Omega} (100 \text{ mV}) = 20 \text{ mV}$$

Si V_{GS} passe à -4 V , $r_{ds} = 1 \text{ k}\Omega$ et la tension crête de sortie monte à :

$$V_p = \frac{1 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega} (100 \text{ mV}) = 50 \text{ mV}$$

11.9.6 Contrôle automatique de gain

Lorsque le récepteur passe d'une station faible à une station puissante, le haut-parleur va hurler si on ne diminue pas immédiatement le contrôle du volume. Le *fading*, décroissance du signal provoquée par un changement de propagation entre l'émetteur et le récepteur, entraîne lui aussi des modifications du volume. Pour éliminer ces variations indésirables, les récepteurs les plus modernes comportent un **contrôle automatique de gain** (CAG).

La figure 11.36 montre le principe fondamental du CAG. Le signal d'entrée v_{in} traverse un JFET utilisé en résistance variable commandée en tension. Ensuite il est amplifié et donne le signal de sortie v_{out} . Ce dernier est ramené à un détecteur de crête dont la tension de sortie constitue la tension V_{GS} du JFET.

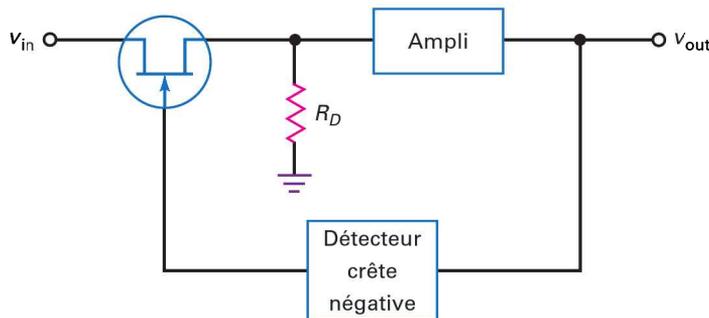


Figure 11.36
Contrôle automatique de gain.

Si le signal d'entrée augmente soudainement d'une grande quantité, la tension de sortie croît. Cela entraîne une tension plus négative à la sortie du détecteur de crête. Or, la tension V_{GS} étant plus négative, le JFET présente une résistance ohmique plus grande, ce qui diminue le signal sur l'entrée de l'amplificateur et diminue sa sortie.

À l'opposé, si le signal d'entrée s'affaiblit, le signal de sortie diminue et le détecteur de crête produit une sortie moins négative. Puisque la tension V_{GS} est moins négative, le JFET transmet plus de signal sur l'entrée de l'ampli, ce qui augmente la sortie finale. Donc, l'effet d'une variation soudaine du signal d'entrée est annulée ou du moins fortement réduit par l'action du CAG.

Question 11.20

Comment le circuit de la figure 11.37b contrôle-t-il le gain d'un récepteur ?

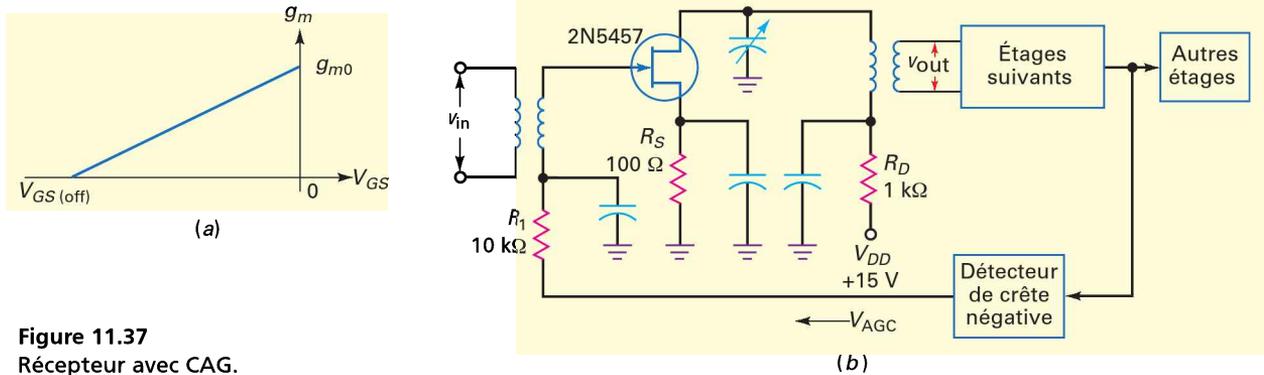


Figure 11.37
Récepteur avec CAG.

Réponse Nous avons vu précédemment que la transconductance g_m du JFET diminue lorsque la tension V_{GS} devient plus négative selon la loi :

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)$$

C'est une loi linéaire et son effet est tracé sur la figure 11.37a. Pour le JFET, g_m atteint sa valeur maximale quand $V_{GS} = 0$; plus V_{GS} devient négative, plus la valeur de g_m diminue. Puisque l'amplificateur SC présente un gain en tension :

$$A_v = g_m r_d$$

nous pouvons contrôler le gain en commandant la valeur de g_m .

La figure 11.37b représente une réalisation ; un amplificateur à JFET est en tête du récepteur, il possède un gain en tension égal à $g_m r_d$. Les étages suivants amplifient le signal de sortie du JFET. Ce signal amplifié passe dans un détecteur de crête négative qui produit la tension V_{CAG} . Cette dernière est appliquée sur la grille de l'ampli SC.

Lorsque le récepteur passe d'une station faible à une station puissante, la tension V_{CAG} devient plus négative car on a détecté la crête d'un signal plus important, et elle diminue le gain de l'ampli source commune. À l'opposé, si le signal s'amenuise, il y a moins de tension de CAG appliquée sur la grille et l'étage à JFET donne plus de signal de sortie.

L'effet global est celui-ci : le signal de sortie varie, mais beaucoup moins qu'il le ferait sans le contrôle automatique de gain. Par exemple, dans certains montages de CAG, un accroissement de 100 % du signal d'entrée provoque une augmentation du signal de sortie inférieure à 1 %.

11.9.7 Amplificateur cascode

La figure 11.38 représente un exemple d'un *amplificateur cascode*. On peut démontrer que le gain global de cet assemblage de deux JFET est :

$$A_v = g_m r_d$$

C'est le même gain en tension que le montage source commune.

L'avantage de ce circuit est sa très faible capacité d'entrée, ce qui est très important en UHF et VHF. À ces hautes fréquences, la capacité d'entrée devient un facteur de limitation du gain en tension. Avec un amplificateur cascode, la faible capacité d'entrée permet d'amplifier des signaux à des fréquences plus élevées qu'avec un ampli source commune seul.

11.9.8 Génération de courant

Supposez que vous ayez une charge nécessitant un courant constant. Une solution consiste à utiliser un JFET avec sa grille reliée à la source pour fournir le courant. La figure 11.39a expose le principe de base. Le point Q se trouve dans la zone active (figure 11.39b), le courant dans la charge vaut I_{DSS} . Si la charge peut supporter la modification de la valeur du courant I_{DSS} lorsque le transistor est changé, ce montage est une excellente solution.

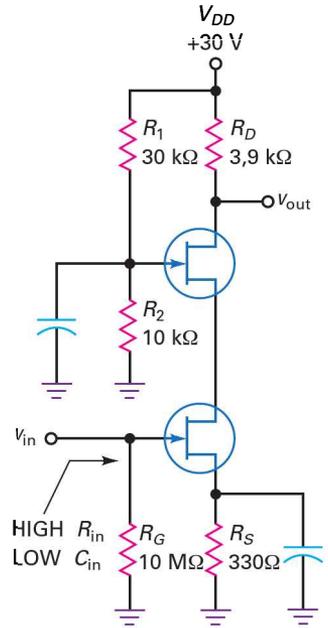
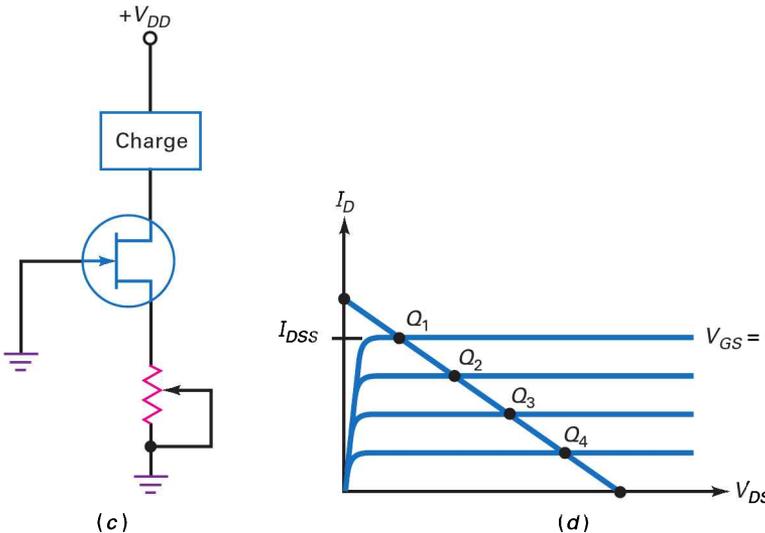
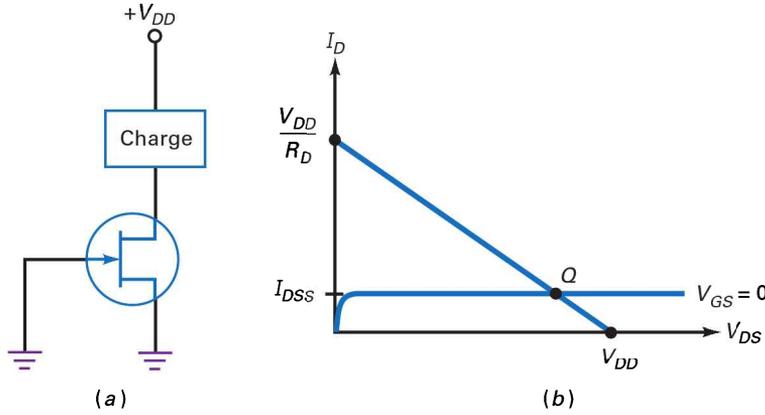


Figure 11.38 Amplificateur cascode.

Figure 11.39 JFET en source de courant.

Par contre, si le courant constant dans la charge doit avoir une valeur spécifique, on utilise une résistance de source ajustable (figure 11.39c) ; l'autopolarisation produira la tension V_{GS} négative nécessaire. En ajustant la

résistance, on obtient les différents points de fonctionnement représentés sur la figure 11.39d.

Cette utilisation des JFET constitue un moyen simple de produire un courant donné dans une charge, courant qui reste constant même si la valeur de la charge change. Dans les chapitres suivants, nous étudierons d'autres méthodes utilisant des amplis op pour obtenir des courants donnés dans une charge.

11.9.9 Limitation de courant

Au lieu de produire du courant, un JFET peut limiter le courant ; la figure 11.40a montre comment. Dans cette application, le JFET utilise aussi bien la région ohmique que la région active. Pour réaliser le fonctionnement en zone ohmique, le concepteur sélectionne les valeurs dans le but d'obtenir la droite de charge représentée sur la figure 11.40b. Le point normal est en région ohmique et le courant normal dans la charge est sensiblement égal au rapport V_{DD}/R_D .

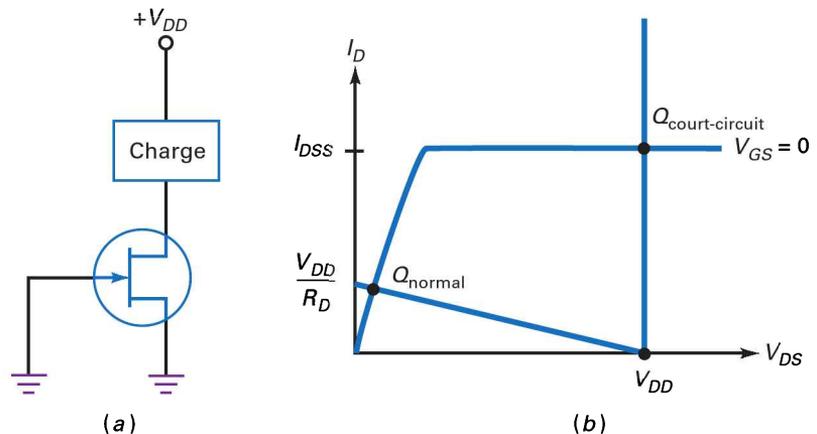


Figure 11.40
Le JFET limite le courant si la charge est en court-circuit.

Si la charge est court-circuitée, la droite de charge statique devient verticale, et dans ce cas le point Q prend la nouvelle position repérée sur la figure 11.40b. À cet endroit, le courant est limité à la valeur du courant I_{DSS} . Le point à retenir est qu'une charge en court-circuit provoque des courants excessifs, mais que la présence d'un JFET en série avec elle limite le courant à une valeur sans danger.

11.9.10 Conclusion

Jetons un coup d'œil à l'encart *À retenir* 11.3. Certains termes sont inconnus, ils seront expliqués dans les chapitres suivants. Le JFET utilisé comme étage tampon a l'avantage d'une grande impédance d'entrée et d'une faible impédance de sortie. C'est la raison pour laquelle le JFET est le choix naturel pour l'entrée des voltmètres, oscilloscopes et autres appareillages nécessitant une forte impédance d'entrée (10 M Ω ou plus). À titre de repère, l'impédance d'entrée sur la grille d'un JFET est supérieure à 100 M Ω .

Lorsque le JFET est un amplificateur petit signal, sa tension de sortie dépend linéairement de sa tension d'entrée ; en effet, seulement une petite partie de sa caractéristique de transfert est utilisée.

Près de l'entrée des récepteurs radio et des récepteurs de télévision, les signaux sont faibles, et les JFET sont souvent employés comme amplificateurs RF.

À RETENIR 11.3 – Applications des JFET

Application	Principal avantage	Usages
Tampon	Grande z_{in} , faible z_{out}	Universel, appareils de mesures récepteurs
Ampli RF	Faible bruit	Tuners FM, équipements télécom.
Mélangeur	Faible distorsion	Récepteurs TV et FM, équipements télécom.
Ampli à CAG	Contrôle facile du gain	Récepteurs, générateurs de signaux
Ampli cascode	Faible capacité d'entrée	Appareils de mesures et de tests
Ampli hacheur	Pas de dérive	Ampli DC, systèmes de guidages
Résistance variable	Commandée en tension	Amplis op, éléments de contrôle de tonalité
Ampli audio	Condensateurs de liaison petits	Appareils auditifs, capteurs inductifs
Oscillateurs RF	Dérive fréquentielle minimale	Étalons de fréquences, récepteurs

Cependant, en grand signal, une plus grande partie de la courbe de transfert est parcourue, entraînant une distorsion quadratique. Cette non-linéarité est indésirable dans un amplificateur, mais dans un mélangeur de fréquence, elle est un avantage important. C'est pour cela que l'on préfère les JFET aux transistors bipolaires pour les mélanges de fréquences en modulation de fréquence et en télévision. Selon l'encart *À retenir* 11.3, les JFET sont utiles dans les amplificateurs à contrôle automatique de gain, cascades, hacheurs, et aussi dans les résistances commandées en tension, les amplis audio et les oscillateurs.

11.10 Lecture d'une fiche technique

Les fiches techniques des JFET ressemblent à celles des transistors bipolaires. On y trouve un maximum de valeurs limites, caractéristiques statiques et dynamiques, données mécaniques, etc. Comme d'habitude, au départ, une grande place est faite aux valeurs maximales car elles sont les limites des courants, tensions et autres grandeurs du JFET.

11.10.1 Valeurs de claquage

La fiche technique du transistor MPF102 (figure 11.41) fournit les valeurs maximales suivantes :

$$V_{DS} = 25 \text{ V} \quad V_{GS} = -25 \text{ V} \quad P_D = 350 \text{ mW}$$

Comme d'habitude, une réalisation prudente implique un facteur de sécurité pour toutes ces valeurs limites.

Le facteur de réduction indique la réduction de la puissance maximale admissible d'un composant. Ce paramètre pour le transistor MPF102 est égal à $2,8 \text{ mW}/^\circ\text{C}$, il faut diminuer la puissance admissible de $2,8 \text{ mW}$ pour chaque degré au-dessus de $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

MPF102

Preferred Devices

JFET VHF Amplifier

N-Channel – Depletion

Features

- Pb-Free Package is Available*

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	25	Vdc
Drain-Gate Voltage	V_{DG}	25	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-25	Vdc
Gate Current	I_G	10	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	350 2.8	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Gate-Source Breakdown Voltage ($I_G = -10 \mu\text{Adc}$, $V_{DS} = 0$)	$V_{(BR)GSS}$	-25	-	Vdc
Gate Reverse Current ($V_{GS} = -15 \text{Vdc}$, $V_{DS} = 0$) ($V_{GS} = -15 \text{Vdc}$, $V_{DS} = 0$, $T_A = 100^\circ\text{C}$)	I_{GSS}	-	-2.0 -2.0	nAdc μAdc
Gate-Source Cutoff Voltage ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $I_D = 2.0 \text{nAdc}$)	$V_{GS(off)}$	-	-8.0	Vdc
Gate-Source Voltage ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $I_D = 0.2 \text{mAdc}$)	V_{GS}	-0.5	-7.5	Vdc

ON CHARACTERISTICS

Zero-Gate-Voltage Drain Current (Note 1) ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0 \text{Vdc}$)	I_{DSS}	2.0	20	mAdc
---	-----------	-----	----	------

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Forward Transfer Admittance (Note 1) ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{kHz}$) ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 100 \text{MHz}$)	$ y_{fs} $	2000 1600	7500 -	μhos
Input Admittance ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 100 \text{MHz}$)	$\text{Re}(y_{is})$	-	800	μhos
Output Conductance ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 100 \text{MHz}$)	$\text{Re}(y_{os})$	-	200	μhos
Input Capacitance ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{MHz}$)	C_{iss}	-	7.0	pF
Reverse Transfer Capacitance ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{MHz}$)	C_{rss}	-	3.0	pF

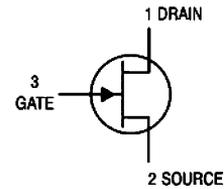
1. Pulse Test; Pulse Width $\leq 630 \text{ms}$, Duty Cycle $\leq 10\%$.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.



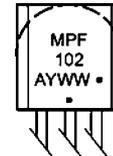
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



TO-92 (TO-226AA)
CASE 29-11
STYLE 6

MARKING DIAGRAM



MPF102 = Device Code
A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
• = Pb-Free Package
(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MPF102	TO-92	1000 Units/Bulk
MPF102G	TO-92 (Pb-Free)	1000 Units/Bulk

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

Figure 11.41
Fiche technique du transistor JFET MPF102.
(Utilisée avec l'autorisation de SCILLC dba ON Semiconductor)

11.10.2 I_{DSS} et $V_{GS(off)}$

Le courant drain maximal et la tension grille-source de blocage sont deux des données les plus importantes de la fiche technique d'un composant ayant une zone désertée. Pour le transistor MPF102, la fiche technique donne les valeurs suivantes :

Symbole	Minimum	Maximum
$V_{GS(off)}$	—	- 8 V
I_{DSS}	2 mA	20 mA

Remarquez la plage 10/1 pour I_{DSS} , cette grande dispersion donne l'une des raisons de l'utilisation de l'approximation idéale dans une première étude des circuits à JFET. L'autre raison est celle-ci : les fiches techniques omettent souvent des grandeurs et vous n'avez absolument aucune idée de ce qu'elles peuvent valoir. À titre d'exemple, dans le cas du transistor MPF102, la valeur minimale de la tension $V_{GS(off)}$ n'est pas indiquée.

I_{GSS} est une autre caractéristique statique importante du JFET. Il s'agit du courant grille lorsque la jonction grille-source est polarisée en inverse. La connaissance de la valeur de ce courant permet de déterminer la résistance d'entrée du JFET. Comme le précise la fiche technique, le MPF102 a un courant I_{GSS} de 2 nA lorsque $V_{GS} = -15$ V. Dans ces conditions la valeur de la résistance grille source est $R = 15 \text{ V} / 2 \text{ nA} = 7\,500 \text{ M}\Omega$.

11.10.3 Tableau de JFET

L'encart *À retenir* 11.4 donne un échantillonnage de différents JFET. Les données sont triées par transconductance g_{m0} croissante. Les fiches techniques de ces composants indiquent que certains sont optimisés pour une utilisation en fréquences audio, d'autres en RF. Les trois derniers sont optimisés pour la commutation.

Les JFET sont des composants petits signaux car leur puissance admissible est généralement de un watt ou moins. En audio, les JFET sont des sources communes ; en RF, ils sont des amplis UHF/VHF, des mélangeurs, et des oscillateurs. En commutation, on les trouve généralement comme interrupteurs analogiques.

À RETENIR 11.4 – JFET

Composant	$V_{GS(off)}$ (V)	I_{DSS} (mA)	g_{m0} (μ S)	R_{DS} (Ω)	Usage
J202	- 4	4,5	2 250	888	audio
2N5668	- 4	5	2 500	800	RF
MPF3822	- 6	10	3 333	600	audio
2N5459	- 8	16	4 000	500	audio
MPF102	- 8	20	5 000	400	RF
J309	- 4	30	15 000	133	RF
BF246B	- 14	140	20 000	100	commutation
MPR4857	- 6	100	33 000	60	commutation
MPF4858	- 4	80	40 000	50	commutation

11.11 Test d'un JFET

La fiche technique du transistor JFET MPF102 fait état d'un courant grille I_G maximum de 10 mA. C'est le courant grille maximum que peut supporter le transistor. On peut atteindre, voire dépasser ce maximum lorsque la jonction pn grille canal est polarisée directement. Par exemple en testant la jonction d'un JFET avec un ohmètre ou un multimètre numérique il faut faire attention de ne pas injecter dans le transistor un courant trop élevé qui pourrait le détruire. Certains ohmmètres, dans des gammes de tests $R \times 1$ injectent des courant qui peuvent atteindre 100 mA. Il est préférable d'utiliser des gammes de test de type $R \times 100$ ou le courant injecté est dans la plage de 1 à 2 mA. Dans le cas des multimètres numériques le courant injecté est constant quelle que soit la gamme de mesure, il est le plus souvent dans la plage de 1 à 2 mA. Il est donc préférable d'utiliser un multimètre, et dans tous les cas il faut faire très attention en testant un JFET.

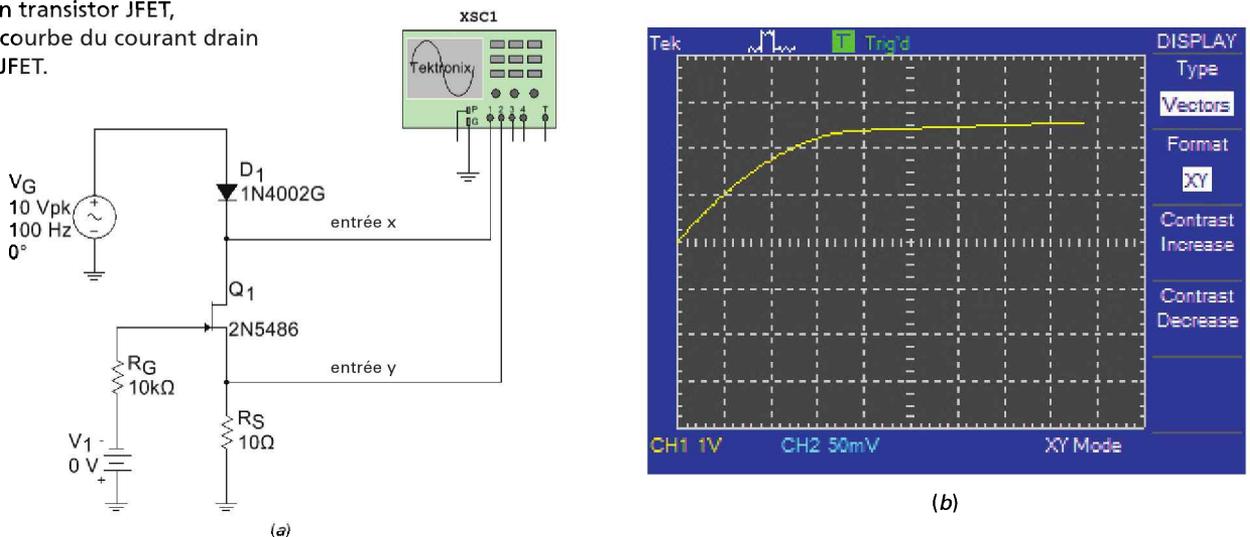
Pour mesurer la résistance drain-source il faut connecter la grille à l'alimentation de la source. Sinon, il y a risque d'erreur de mesure à cause du champ électrique induit dans le canal.

Si on dispose d'un traceur de courbe de semi-conducteur, on peut tester un JFET et faire apparaître ses courbes caractéristiques du courant drain. De même, en utilisant les entrées x et y d'un oscilloscope, comme le montre le montage de la figure 11.42, on peut faire apparaître à l'écran la courbe du courant drain (figure 11.42b) et déterminer de façon approximative les valeurs de I_{DSS} et $V_{GS(off)}$. Par exemple sur la figure 11.42a l'entrée y est connectée à une résistance de source de 10Ω . Si la sensibilité verticale de l'oscilloscope est de 50 mV/division , on peut ainsi calculer le courant drain :

$$I_D = \frac{50 \text{ mV/div}}{10 \Omega} = 5 \text{ mA/div}$$

En ajustant V_1 à 0 V , on obtient une valeur approximative de I_D (en fait I_{DSS}) de 12 mA . Quant à la valeur de $V_{GS(off)}$ elle peut être obtenue en faisant varier V_1 jusqu'à ce que $I_D = 0$.

Figure 11.42
(a) Circuit de test d'un transistor JFET,
(b) courbe du courant drain du JFET.



Réviser

Résumé

11.1 Concept fondamental

Le transistor à effet de champ à jonction, *JFET* en abrégé, possède une source, une grille et un drain. Il comprend deux diodes, la diode grille-source et la diode grille-drain. En fonctionnement normal, la diode grille-source est polarisée en inverse. Dans ce cas, la tension grille-source contrôle le courant drain.

11.2 Caractéristiques du courant drain

Le courant drain maximal intervient lorsque la tension grille-source est nulle. La tension de pincement sépare la zone ohmique de la zone active pour la tension $V_{GS} = 0$. La tension grille-source de blocage $V_{GS(off)}$, qui bloque le transistor, a la même amplitude que la tension de pincement.

11.3 La caractéristique de transfert

C'est la courbe courant drain fonction de la tension grille-source. Le courant drain augmente plus rapidement quand la tension V_{GS} se rapproche de zéro. Le JFET est catalogué comme *composant à loi quadratique* car l'équation du courant drain contient une expression au carré. Sur la transconductance normalisée, le courant I_D est le quart du courant drain maximal I_{DSS} lorsque la tension V_{GS} est la moitié de la tension de blocage $V_{GS(off)}$.

11.4 Polarisation en région ohmique

On met le JFET en région ohmique grâce à la polarisation par la grille. Dans ce cas, le JFET est équivalent à la faible résistance R_{DS} . Pour assurer un fonctionnement en zone ohmique, le JFET est en forte saturation lorsque $V_{GS} = 0$ et $I_{D(sat)} \ll I_{DSS}$.

11.5 Polarisation en région active

Quand la tension grille est nettement plus grande que la tension V_{GS} , une polarisation par diviseur de tension donne un point de fonctionnement Q stable dans la zone active. Avec des alimentations de tensions positive et négative, on réalise une polarisation à deux alimentations pour masquer les variations de V_{GS} et avoir un point Q stable. Si les alimentations de tensions ne sont pas assez fortes, on peut utiliser la polarisation par source de courant. La polarisation

automatique ne s'utilise que dans les amplificateurs petits signaux car le point Q est moins stable que dans les autres méthodes.

11.6 La transconductance

La transconductance g_m indique l'efficacité du contrôle du courant drain par la tension grille. Cette grandeur est la pente de la courbe de transfert, elle augmente lorsque la tension V_{GS} tend vers zéro. Les fiches techniques donnent g_{fs} en siemens, qui est équivalent à g_m en mohs.

11.7 Amplificateurs à JFET

Un amplificateur source commune (SC) présente un gain en tension de $g_m r_d$ et donne un signal de sortie inversé. L'un des amplis à JFET les plus utilisés est la source suiveuse (drain commun), qu'on retrouve souvent en tête des systèmes à cause de sa très grande impédance d'entrée.

11.8 Le JFET en commutation analogique

Dans ce type d'application, le JFET se comporte comme un interrupteur qui transmet ou bloque un petit signal AC. Pour obtenir ce fonctionnement, on polarise le JFET soit en saturation complète, soit au blocage, suivant que la tension V_{GS} est à l'état haut ou à l'état bas. Les interrupteurs JFET sont soit shunt soit série ; le type série présente un rapport on-off plus important.

11.9 Autres applications du JFET

On trouve des JFET dans les mélangeurs (zone ohmique), les amplificateurs hacheurs (zone ohmique), les amplificateurs tampon (zone active), les résistances commandées en tension (zone ohmique), les circuits CAG (zone ohmique), les amplis cascode (zone active), les sources de courant (zone active) et les limiteurs de courant (zone active et ohmique).

11.10 Lecture d'une fiche technique

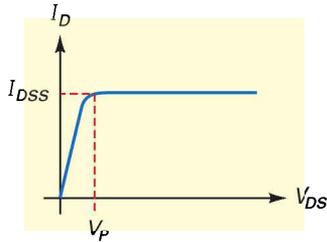
Les JFET sont principalement des composants petits signaux car leur puissance maximale supportable est inférieure à 1 W. Quand vous consultez les fiches techniques, commencez par les valeurs limites. Parfois, la tension $V_{GS(off)}$ minimale ou d'autres données ne sont pas fournies. La forte dispersion des valeurs justifie l'utilisation de l'approximation idéale pour tout dépannage ou étude préliminaire.

11.11 Test d'un JFET

On peut tester un JFET avec un ohmmètre ou un multimètre numérique. Il faut toutefois faire attention car le courant grille ne doit pas dépasser sa valeur maximale pour ne pas risquer de détruire le JFET lors du test. On peut aussi utiliser un traceur de courbe ou un oscilloscope pour afficher la courbe du courant drain du JFET.

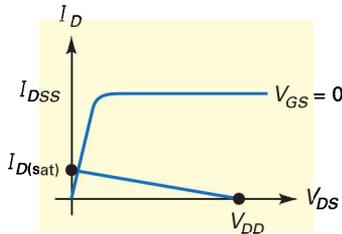
Définitions

(11.1) Résistance ohmique et tension de pincement :



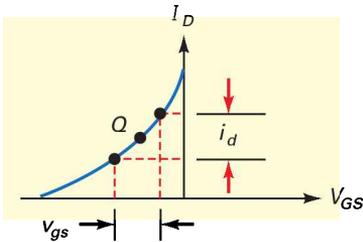
$$R_{DS} = \frac{V_p}{I_{DSS}}$$

(11.5) Saturation complète :



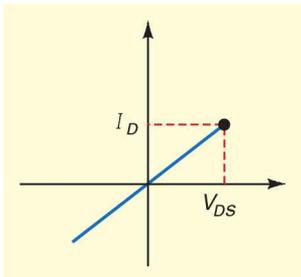
$$I_{D(sat)} \ll I_{DSS}$$

(11.13) Transconductance :



$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}}$$

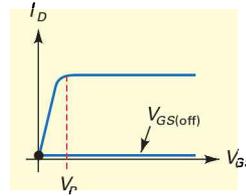
(11.19) Résistance ohmique près de l'origine :



$$r_{ds} = \frac{V_{Ds}}{I_D}$$

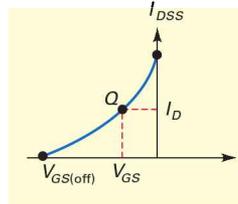
Relations

(11.2) Tension grille-source de blocage :



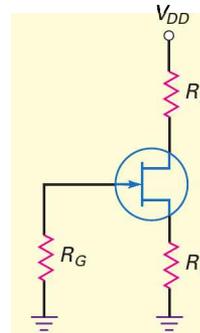
$$V_{GS(off)} = -V_p$$

(11.3) Courant drain :



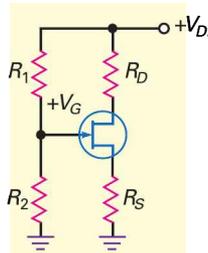
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2$$

(11.7) Polarisation automatique :



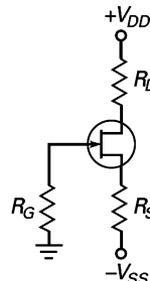
$$V_{GS} = -I_D R_S$$

(11.10) Polarisation par diviseur de tension :



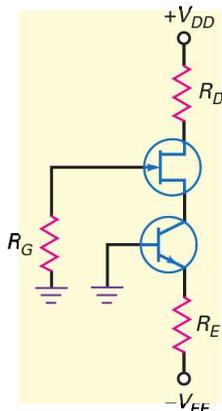
$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_G}{R_S}$$

(11.12) Polarisation par la source :



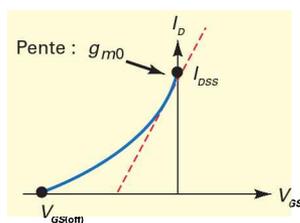
$$I_D = \frac{V_{SS} - V_{GS}}{R_S} \approx \frac{V_{SS}}{R_S}$$

(11.13) Polarisation par source de courant :



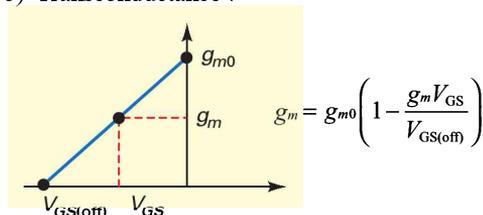
$$I_D = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

(11.15) Tension grille-source de blocage :

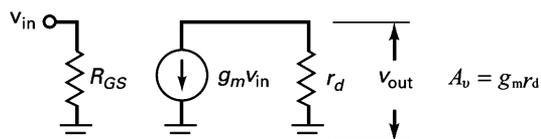


$$V_{GS(off)} = \frac{-2I_{DSS}}{g_{m0}}$$

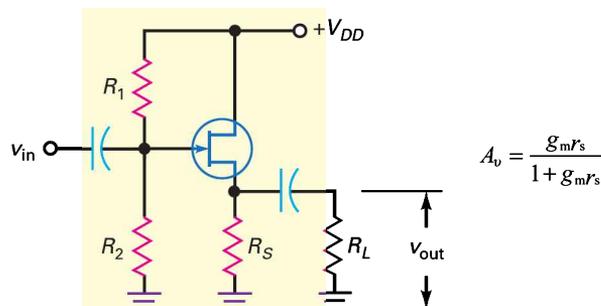
(11.16) Transconductance :



(11.17) Gain en tension source commune :



(11.21) Gain en tension source suiveuse :



S'entraîner

Auto-évaluation

1. Un JFET :
 - a) est un composant commandé en tension
 - b) est un composant commandé en courant
 - c) a une petite résistance d'entrée
 - d) a un grand gain en tension
2. Un transistor unipolaire utilise :
 - a) les électrons libres et les trous simultanément
 - b) seulement les électrons libres
 - c) seulement les trous
 - d) soit les uns soit les autres, mais jamais les deux
3. L'impédance d'entrée d'un JFET :
 - a) tend vers zéro
 - c) tend vers l'infini
 - b) tend vers un
 - d) est impossible à prévoir
4. La grille contrôle :
 - a) l'épaisseur du canal
 - b) le courant drain
 - c) la tension grille
 - d) tout ce qui précède
5. La diode grille-source d'un JFET doit être :
 - a) polarisée en direct
 - b) polarisée en inverse
 - c) polarisée soit en direct, soit en inverse
 - d) rien de tout cela
6. Comparé au transistor bipolaire, le JFET présente plus de :
 - a) gain en tension
 - b) résistance d'entrée
 - c) tension d'alimentation
 - d) courant

7. La tension de pincement a la même amplitude que :
- a) la tension grille
 - b) la tension drain-source
 - c) la tension grille-source
 - d) la tension grille-source de blocage
8. Quand le courant de saturation du drain est inférieur au courant I_{DSS} , le JFET se comporte comme :
- a) un transistor bipolaire
 - b) une source de courant
 - c) une résistance
 - d) une batterie
9. La valeur de la résistance R_{DS} est égale à la tension de pincement divisée par :
- a) le courant drain
 - b) le courant grille
 - c) le courant drain idéal
 - d) le courant drain pour une tension grille nulle
10. La courbe de la transconductance est :
- a) linéaire
 - b) semblable au graphique d'une résistance
 - c) non linéaire
 - d) identique à une courbe de courant drain
11. La transconductance augmente quand le courant drain s'approche de :
- a) 0
 - b) $I_{D(sat)}$
 - c) I_{DSS}
 - d) I_S
12. Un ampli SC a un gain en tension égal à :
- a) $g_m r_d$
 - b) $g_m r_s$
 - c) $g_m r_s / (1 + g_m r_s)$
 - d) $g_m r_d / (1 + g_m r_d)$
13. Une source suiveuse (drain commun) a un gain en tension égal à :
- a) $g_m r_d$
 - b) $g_m r_s$
 - c) $g_m r_s / (1 + g_m r_s)$
 - d) $g_m r_d / (1 + g_m r_d)$
14. Quand le signal d'entrée est grand, la source suiveuse (drain commun) a :
- a) un gain en tension inférieur à 1
 - b) de la distorsion
 - c) une forte impédance d'entrée
 - d) tout ce qui précède
15. Le signal d'entrée d'un interrupteur analogique à JFET doit être :
- a) faible
 - b) grand
 - c) carré
 - d) haché
16. L'avantage d'un ampli cascode vient :
- a) d'un grand gain en tension
 - b) d'une petite capacité d'entrée
 - c) d'une faible impédance d'entrée
 - d) d'un g_m plus important
17. Les VHF couvrent les fréquences dans la plage :
- a) 300 kHz à 3 MHz
 - b) 3 MHz à 30 MHz
 - c) 30 MHz à 300 MHz
 - d) 300 MHz à 3 GHz
18. Quand un JFET est bloqué, les zones désertées sont :
- a) très séparées
 - b) très proches
 - c) en contact
 - d) conductrices
19. Si la tension grille devient plus négative, dans un JFET canal n , le canal :
- a) se rétrécit
 - b) s'élargit
 - c) conduit
 - d) arrête de conduire
20. Si un JFET présente $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$ et $V_p = 4 \text{ V}$, alors la résistance R_{DS} vaut :
- a) 200 Ω
 - b) 320 Ω
 - c) 500 Ω
 - d) 5 k Ω
21. La méthode la plus facile pour faire fonctionner un JFET en zone ohmique est :
- a) une polarisation par diviseur de tension
 - b) une polarisation automatique
 - c) une polarisation par la grille
 - d) une polarisation par la source
22. La polarisation automatique produit :
- a) une réaction positive
 - b) une réaction négative
 - c) une réaction directe
 - d) une réaction inverse
23. Pour obtenir une tension grille-source négative dans une auto-polarisation, vous devez avoir :
- a) un diviseur de tension
 - b) une résistance de source
 - c) une masse
 - d) une alimentation de tension grille négative
24. La transconductance se mesure en :
- a) ohms
 - b) ampères
 - c) volts
 - d) mohs ou siemens
25. La transconductance mesure comment la tension d'entrée contrôle :
- a) le gain en tension
 - b) la résistance d'entrée
 - c) la tension d'alimentation
 - d) le courant de sortie

Exercices

11.1 Concept fondamental

- 11.1** Un JFET 2N5458 a un courant grille égal à 1 nA lorsque la tension inverse de grille est -15 V. Quelle est la résistance d'entrée de la grille ?
- 11.2** Un JFET 2N5640 a un courant grille égal à $1 \mu\text{A}$ pour une tension inverse de grille -20 V et une température ambiante 100°C . Quelle est la résistance d'entrée de la grille ?

11.2 Caractéristiques du courant drain

- 11.3** Soit un JFET tel que $I_{DSS} = 20$ mA et $V_P = 4$ V. Que vaut le courant drain maximal ? La tension grille-source de blocage ? La valeur de R_{DS} ?
- 11.4** Soit un JFET 2N5555 tel que $I_{DSS} = 16$ mA et $V_{GS(off)} = -2$ V. Quelle est la tension de pincement de ce JFET ? Que vaut sa résistance drain-source R_{DS} ?
- 11.5** Un JFET 2N5457 a son courant I_{DSS} compris entre 1 mA et 5 mA et sa tension $V_{GS(off)}$ comprise entre $-0,5$ V et -6 V. Quelles sont la valeur minimale et la valeur maximale de sa résistance R_{DS} ?

11.3 La caractéristique de transfert

- 11.6** Soit un JFET 2N5462 tel que $I_{DSS} = 16$ mA et $V_{GS(off)} = -6$ V. Quels sont la tension grille et le courant drain à la moitié de la tension de blocage ?
- 11.7** Soit un JFET 2N5670 tel que $I_{DSS} = 10$ mA et $V_{GS(off)} = -4$ V. Quels sont la tension grille et le courant drain à la moitié de la tension de blocage ?
- 11.8** Soit un JFET 2N5486 tel que $I_{DSS} = 14$ mA et $V_{GS(off)} = -4$ V. Quel est le courant drain pour $V_{GS} = -1$ V ? pour $V_{GS} = -3$ V ?

11.4 Polarisation en région ohmique

- 11.9** D'après la figure 11.43a, quel est le courant drain de saturation ? La tension drain ?

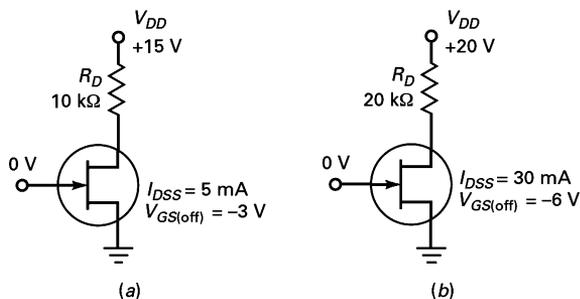


Figure 11.43

- 11.10** Si la résistance 10 kΩ sur la figure 11.43a est portée à 20 kΩ, que devient la tension drain ?

- 11.11** D'après la figure 11.43b, quelle est la tension drain ?

- 11.12** Si la résistance 20 kΩ de la figure 11.43b est réduite à 10 kΩ, quel est le courant drain ? La tension drain ?

11.5 Polarisation en région active

- 11.13** D'après la figure 11.44a, quelle est la tension drain ?

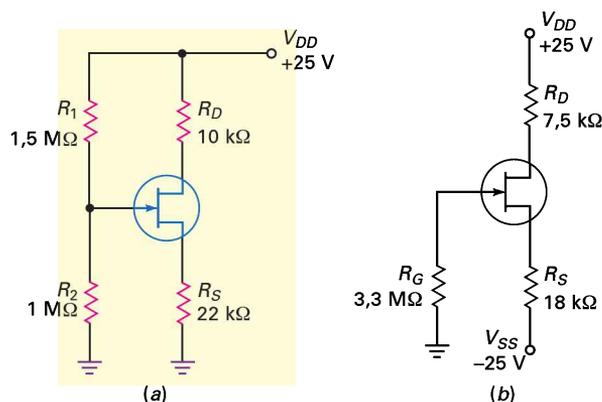


Figure 11.44

- 11.14** Dessinez la droite de charge statique et le point Q pour le montage de la figure 11.44a.

- 11.15** D'après la figure 11.44b, quelle est la tension drain ?

- 11.16** Si la résistance 18 kΩ de la figure 11.44b passe à 30 kΩ, que devient la tension drain ?

- 11.17** D'après la figure 11.45a, quel est le courant drain ? La tension drain ?

- 11.18** Si la résistance $7,5$ kΩ (figure 11.45a) est réduite à $4,7$ kΩ, que devient le courant drain ? Ma tension drain ?

- 11.19** Dans la figure 11.45b, le courant drain vaut $1,5$ mA. Que doit valoir V_{GS} ? Que doit valoir V_{DS} ?

- 11.20** La tension sur la résistance 1 kΩ de la figure 11.45b est $1,5$ V. Quelle est la tension entre le drain et la masse ?

- 11.21** Sur la figure 11.44a, déterminer les valeurs de V_{GS} et I_D en utilisant la courbe de transconductance de la figure 11.45c.

- 11.22** Sur la figure 11.45a, déterminer les valeurs de V_{GS} et V_D en utilisant la courbe de transconductance de la figure 11.45c.

- 11.23** Sur la figure 11.45b, déterminer les valeurs de V_{GS} et I_D en utilisant la courbe de transconductance de la figure 11.45c.

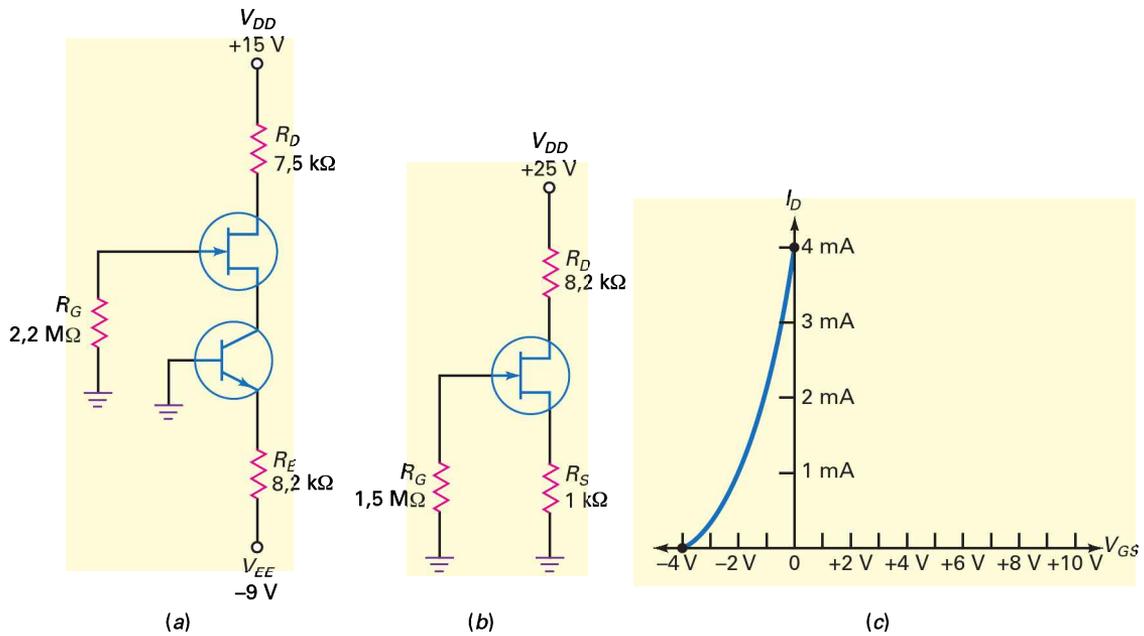


Figure 11.45

11.24 Sur la figure 11.45b, changer la valeur de R_S de $1\text{ k}\Omega$ à $2\text{ k}\Omega$. Utiliser alors la courbe de la figure 11.45c pour déterminer les valeurs de V_{GS} , I_D et V_{DS} .

11.6 La transconductance

11.25 Soit un JFET 2N4416 tel que $I_{DSS} = 10\text{ mA}$ et $g_{m0} = 4\,000\ \mu\text{S}$. Quelle est la tension grille-source de blocage ? Quelle est la valeur de g_m pour $V_{GS} = -1\text{ V}$?

11.26 Soit un JFET 2N3370 tel que $I_{DSS} = 2,5\text{ mA}$ et $g_{m0} = 1\,500\ \mu\text{S}$. Quelle est la valeur de g_m pour $V_{GS} = -1\text{ V}$?

11.27 Soit le JFET de la figure 11.46a tel que $g_{m0} = 6\,000\ \mu\text{S}$. Si $I_{DSS} = 12\text{ mA}$, quelle est la valeur du courant I_D pour $V_{GS} = -2\text{ V}$? Trouvez la valeur de la transconductance g_m pour ce courant I_D .

11.7 Amplificateurs à JFET

11.28 Si $g_m = 3\,000\ \mu\text{S}$ sur la figure 11.46a, quelle est l'impédance d'entrée de l'étage et la tension AC de sortie ?

11.29 Le JFET du montage de la figure 11.46a possède la courbe de transconductance représentée sur la figure 11.46b. Quelle est la tension AC de sortie ?

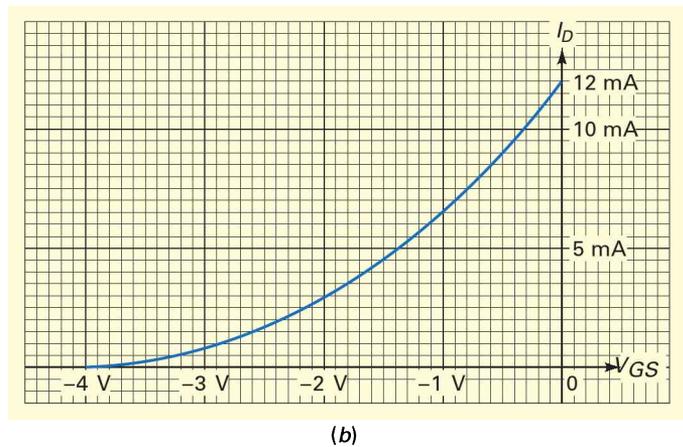
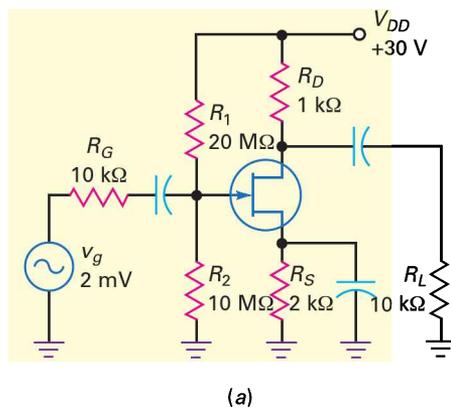
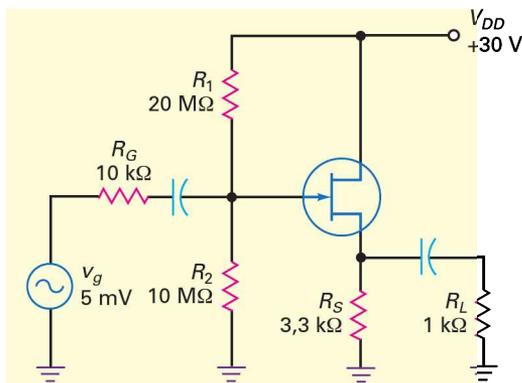


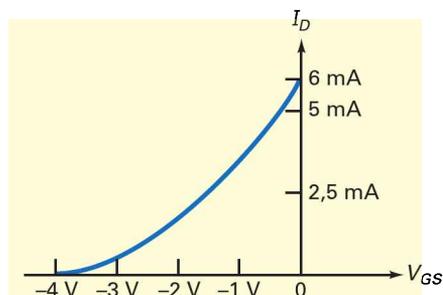
Figure 11.46

11.30 Si pour la source suiveuse de la figure 11.47a $g_m = 2\,000\ \mu\text{S}$, quelle est la tension AC de sortie et l'impédance de sortie de l'étage ?

11.31 La source suiveuse de la figure 11.47a possède la courbe de transconductance représentée sur la figure 11.47b. Quelle est la tension AC de sortie ?



(a)

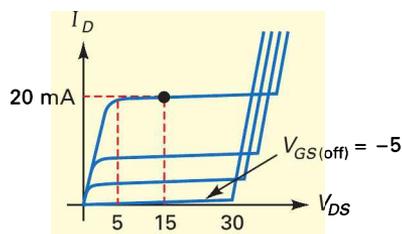


(b)

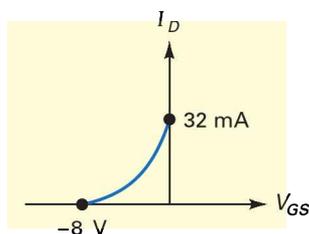
Figure 11.47

Approfondissement

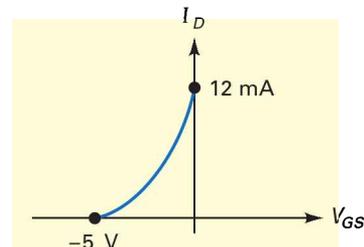
11.34 Si un JFET a les caractéristiques courant drain de la figure 11.49a, que vaut son courant I_{DSS} ? Quelle est la tension V_{DS} maximale dans la région ohmique ? À partir de quelle valeur limite de la tension V_{DS} le JFET se comporte-t-il en source de courant ?



(a)



(b)



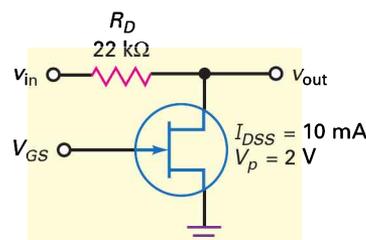
(c)

Figure 11.49

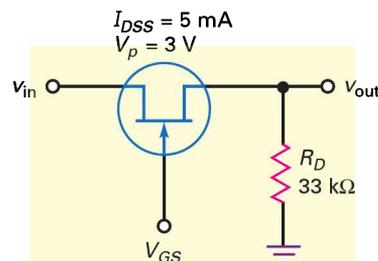
11.8 Le JFET en commutation analogique

11.32 La tension d'entrée sur la figure 11.48a est $50\ \text{mV}_{pp}$. Que vaut la tension de sortie pour $V_{GS} = 0\ \text{V}$? pour $V_{GS} = -10\ \text{V}$? Déduisez-en la valeur du rapport on-off.

11.33 La tension d'entrée sur la figure 11.48b est $25\ \text{mV}_{pp}$. Quelle est la tension de sortie pour $V_{GS} = 0\ \text{V}$? pour $V_{GS} = -10\ \text{V}$? Déduisez-en la valeur du rapport on-off.



(a)



(b)

Figure 11.48

11.35 Écrivez l'équation de la transconductance du JFET dont la courbe est représentée sur la figure 11.49b. Que vaut le courant drain pour $V_{GS} = -4\ \text{V}$? pour $V_{GS} = -2\ \text{V}$?

11.36 Si un JFET a une courbe quadratique semblable à celle de la figure 11.49c, quelle est la valeur du courant drain pour $V_{GS} = -1\ \text{V}$?

11.37 Que vaut la tension drain sur la figure 11.50 ? Quelle est la tension AC de sortie si $g_m = 2\,000\ \mu\text{S}$?

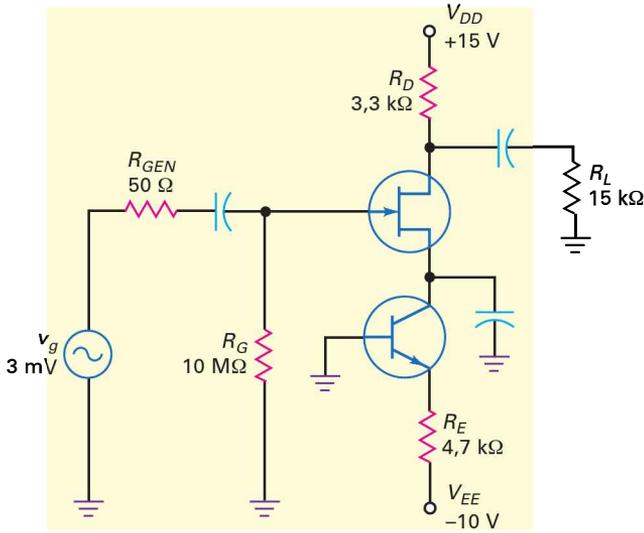


Figure 11.50

11.38 La figure 11.51 représente un voltmètre DC à JFET. On règle le zéro juste avant de faire une mesure. On ajuste périodiquement le calibre pour avoir une déviation totale pour $v_{in} = -2,5\ \text{V}$. Ces opérations prennent en compte les variations d'un JFET à l'autre ou l'effet du vieillissement.

- Le courant à travers la résistance $510\ \Omega$ vaut $4\ \text{mA}$. Calculez la tension entre la source et la masse.
- Si aucun courant ne passe dans l'ampèremètre, quelle est la tension que le curseur capte sur l'ajustage du zéro ?
- Si une tension d'entrée de $2,5\ \text{V}$ provoque une déviation égale à $1\ \text{mA}$, quelle est la déviation pour une entrée $1,25\ \text{V}$?

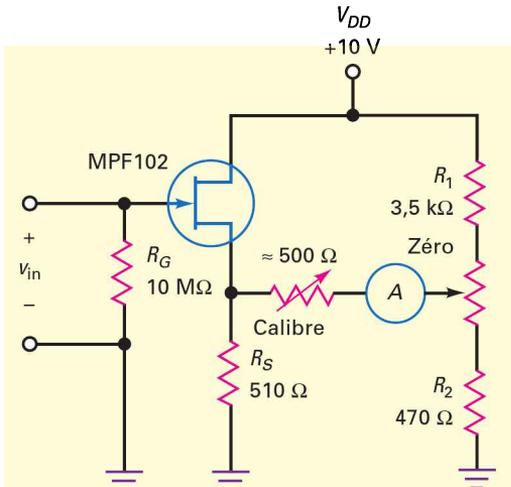


Figure 11.51

11.39 D'après la figure 11.52a, le JFET a un courant I_{DSS} de $16\ \text{mA}$ et une résistance R_{DS} égale à $200\ \Omega$. Si la charge est une résistance $10\ \text{k}\Omega$, quel est le courant dans la charge et la tension sur le JFET ? Si la charge est court-circuitée accidentellement, quelles sont les valeurs du courant et de la tension du JFET ?

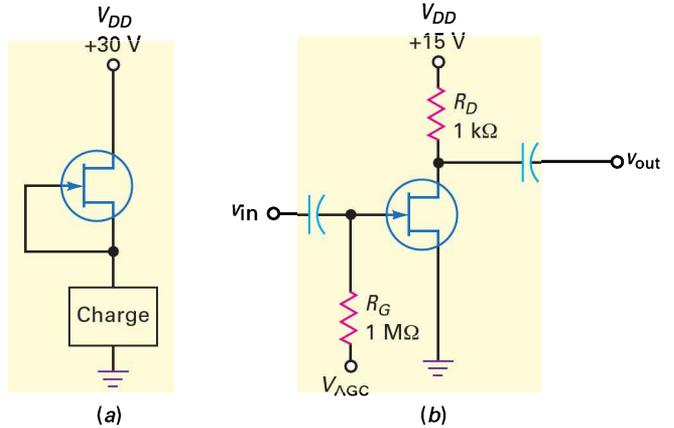


Figure 11.52

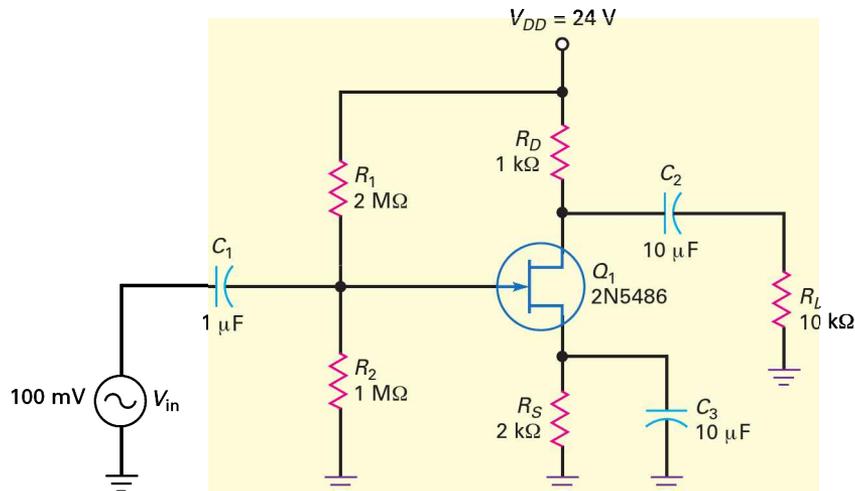
11.40 La figure 11.52b représente une partie d'un amplificateur à contrôle automatique de gain (CAG). Une tension continue, dont la valeur est l'une de celles proposées, est ramenée d'un étage de sortie sur un étage précédent. La figure 11.46b donne la courbe de transconductance. Quel est le gain en tension pour chacune de ces valeurs ?

- $V_{\text{CAG}} = 0$
- $V_{\text{CAG}} = -1\ \text{V}$
- $V_{\text{CAG}} = -2\ \text{V}$
- $V_{\text{CAG}} = -3\ \text{V}$
- $V_{\text{CAG}} = -3,5\ \text{V}$

Grille de dépannage

Utiliser le tableau associé au circuit de la figure 11.53 pour résoudre les problèmes suivants :

- Déterminer les causes du défaut T1
- Déterminer les causes du défaut T2
- Déterminer les causes du défaut T3
- Déterminer les causes du défaut T4
- Déterminer les causes du défaut T5
- Déterminer les causes du défaut T6
- Déterminer les causes du défaut T7
- Déterminer les causes du défaut T8



Défaut	V_{GS}	I_D	V_{DS}	V_g	V_s	V_d	V_{out}
OK	-1,6 V	4,8 mA	9,6 V	100 mV	0	357 mV	357 mV
T1	-2,75 V	1,38 mA	19,9 V	100 mV	0	200 mV	200 mV
T2	-0,6 V	7,58 mA	1,25 V	100 mV	0	29 mV	29 mV
T3	-0,56 V	0	0	100 mV	0	0	0
T4	-8 V	0	8 V	100 mV	0	0	0
T5	8 V	0	24 V	100 mV	0	0	0
T6	-1,6 V	4,8 mA	9,6 V	100 mV	87 mV	40 mV	40 mV
T7	-1,6 V	4,8 mA	9,6 V	100 mV	0	397 mV	0
T8	0	7,5 mA	1,5 V	1 mV	0	0	0

Figure 11.53 Dépannage d'un circuit.

Questions de débogage avec Multisim

||| Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC11-49** à **MTC11-53** et correspondent au circuit de la figure 11.53.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

11.49 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC11-49**.

11.50 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC11-50**.

11.51 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC11-51**.

11.52 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC11-52**.

11.53 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC11-53**.

Questions d'un recruteur

1. Dites-moi comment fonctionne un JFET, en incluant la tension de pincement et la tension grille-source de blocage dans votre explication.

2. Dessinez les courbes de courant drain et de transconductance d'un JFET.
3. Comparez le JFET et le transistor bipolaire. Votre commentaire doit aborder les avantages et les inconvénients de chacun.
4. Comment pouvez-vous dire qu'un transistor JFET fonctionne en zone ohmique ou en zone active ?
5. Dessinez un montage JFET source suiveuse et expliquez comment il fonctionne.
6. Dessinez un interrupteur JFET shunt et un interrupteur JFET série. Expliquez comment chacun fonctionne.
7. Comment un JFET peut-il servir d'interrupteur électrique statique ?
8. Quelle grandeur d'entrée commande le courant de sortie dans un BJT ? un JFET ? Si elles sont différentes, expliquez.
9. Un JFET est un composant qui contrôle le passage d'un courant grâce à une tension sur la grille. Expliquez.
10. Quel est l'avantage de l'amplificateur cascode ?
11. Dites-moi pourquoi les JFET sont parfois le premier composant amplificateur à l'entrée des récepteurs radio.

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|--------|
| 1. a) | 6. b) | 11. c) | 16. b) | 21. c) |
| 2. d) | 7. d) | 12. a) | 17. c) | 22. b) |
| 3. c) | 8. c) | 13. c) | 18. c) | 23. b) |
| 4. d) | 9. d) | 14. d) | 19. a) | 24. d) |
| 5. b) | 10. c) | 15. a) | 20. c) | 25. d) |

Avez-vous compris ?

- 11.1 $R_{in} = 10\,000\ \Omega$.
- 11.2 $R_{DS} = 600\ \Omega$; $V_p = 3,0\ \text{V}$.
- 11.4 $I_D = 3\ \text{mA}$; $V_{GS} = -3\ \text{V}$.
- 11.5 $R_{DS} = 300\ \Omega$; $V_D = 0,291\ \text{V}$.
- 11.6 $R_S = 500\ \Omega$; $V_D = 26\ \text{V}$.
- 11.7 $V_{GS(\min)} = -0,85\ \text{V}$; $I_{D(\min)} = 2,2\ \text{mA}$;
 $V_{GS(\max)} = -2,5\ \text{V}$; $I_{D(\max)} = 6,4\ \text{mA}$.
- 11.8 $I_D = 4\ \text{mA}$; $V_{DS} = 12\ \text{V}$.
- 11.9 $I_{D(\max)} = 5,6\ \text{mA}$.
- 11.11 $I_D = 4,3\ \text{mA}$; $V_D = 5,7\ \text{V}$.
- 11.12 $V_{GS(\text{off})} = -3,2\ \text{V}$; $g_m = 1,875\ \mu\text{S}$.
- 11.13 $v_{out} = 5,3\ \text{mV}_{pp}$.
- 11.14 $v_{out} = 0,714\ \text{mV}$.
- 11.15 $A_v = 0,634$.
- 11.16 $A_v = 0,885$.
- 11.17 $R_{DS} = 400\ \Omega$; rapport on-off = 26.
- 11.18 $V_{out(\text{on})} = 9,6\ \text{mV}$; $v_{out(\text{off})} = 10\ \mu\text{V}$;
rapport on-off = 960.
- 11.19 $V_{peak} = 99,0\ \text{mV}$.

Les transistors MOSFET

12

Objectifs

- Expliquer les caractéristiques et le fonctionnement des MOSFET en régime d'appauvrissement et en régime d'enrichissement.
- Esquisser les courbes d'un D-MOSFET et d'un E-MOSFET.
- Décrire comment un E-MOSFET est utilisé en interrupteur numérique.
- Tracer le schéma d'un circuit de commutation CMOS typique et expliquer son fonctionnement.
- Comparer les transistors MOS de puissance avec les transistors bipolaires de puissance.
- Nommer et illustrer plusieurs applications des transistors MOS de puissance.
- Décrire le fonctionnement de commutateurs de charge haut potentiel.
- Expliquer le fonctionnement de circuits pont en H discrets et monolithiques.
- Analyser le fonctionnement en continu et en alternatif d'un circuit amplificateur D-MOSFET et E-MOSFET.

Vocabulaire

Alimentation sans coupure (UPS)	Convertisseur continu-continu	MOS à structure verticale (VMOS)	MOSFET à enrichissement (E-MOSFET)
Charge résistive active	Diode de substrat parasite	MOS complémentaires (CMOS)	Numérique
Commutateurs de charge haut potentiel	Interface Metal-Oxyde-	MOS de puissance MOSFET à appauvrissement (D-MOSFET)	Polarisation par contre-réaction de drain
Convertisseur continu-alternatif	Semiconducteur FET (MOSFET)		Substrat Tension de seuil

En quelques mots

Le **Metal-Oxyde-Semiconducteur FET** (FET pour *Field Effect Transistor* : transistor à effet de champ), ou **MOSFET**, possède une source, une grille et un drain. Il diffère du JFET par sa grille isolée du canal, et le courant grille est encore plus faible que dans le JFET. Le MOSFET est parfois nommé *IGFET* pour *Insulated-Gate FET* (transistor à effet de champ à grille isolée).

Il existe deux sortes de MOSFET, ceux à *appauvrissement* et ceux à *enrichissement*. Excepté pour quelques applications particulières, les MOSFET à appauvrissement ne sont pas très utilisés.

Les MOSFET à enrichissement sont très employés, aussi bien dans les circuits discrets que dans les circuits intégrés. Pour les premiers, l'usage principal est la *commutation de puissance*, c'est-à-dire la commutation de forts courants. Pour les seconds, l'usage principal est la *commutation numérique*, le processus fondamental dans chaque ordinateur moderne.

Bien que leur utilisation soit sur le déclin, les MOSFET à appauvrissement continuent d'être utilisés dans les amplificateurs RF des circuits de communication à hautes fréquences.

12.1 Le MOSFET à appauvrissement

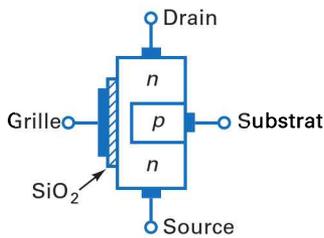


Figure 12.1
MOSFET à appauvrissement.

La figure 12.1 représente un **MOSFET à appauvrissement** ou à déplétion (D-MOSFET) : un morceau de matériau n avec une grille isolée à gauche et une région p à droite appelée le **substrat**. Les électrons allant de la source au drain doivent passer par le mince canal entre la grille et le substrat.

Une fine couche de dioxyde de silicium (SiO_2) est déposée sur le côté gauche du canal. Le dioxyde de silicium est identique au verre, c'est un isolant. Dans un MOSFET, la grille est métallique, elle est isolée du canal et un courant grille insignifiant passe même si la tension grille est positive.

La figure 12.2a représente un MOSFET à appauvrissement avec une tension négative sur la grille. L'alimentation V_{DD} force les électrons libres à passer de la source au drain. Ils doivent parcourir le mince canal sur la gauche du substrat p . Comme pour le JFET, la tension grille contrôle la largeur du canal ; plus la tension grille est négative, plus le courant drain diminue. Pour une tension suffisamment négative, le courant drain est annulé. Donc, quand $V_{GS} < 0$, le fonctionnement d'un MOSFET à appauvrissement est similaire à celui du JFET.

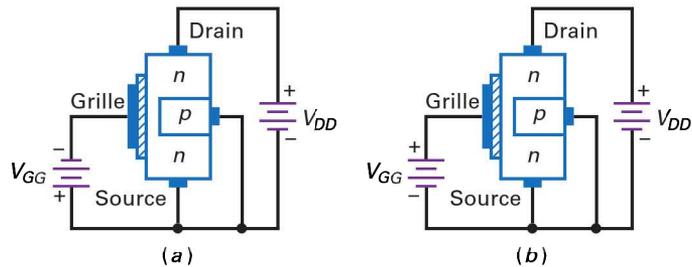


Figure 12.2
(a) D-MOSFET avec la grille négative ;
(b) D-MOSFET avec la grille positive.

Puisque la grille est isolée, il est possible d'appliquer une tension positive, comme on le voit sur la figure 12.2b. Cette tension grille positive augmente le nombre d'électrons libres traversant le canal. Plus elle est positive, plus la conduction entre la source et le drain est importante.

12.2 Caractéristiques du transistor D-MOSFET

La figure 12.3a montre un ensemble de courbes de courant drain d'un MOSFET typique à appauvrissement à canal n . Les courbes au-dessous de $V_{GS} = 0$ sont négatives tandis que celles au-dessus de $V_{GS} = 0$ sont positives. Remarquons que, lorsque $V_{GS} = 0$, le courant drain est égal à I_{DSS} . Ce qui signifie que le D-MOSFET est un composant normalement « on ». Comme dans le cas d'un JFET, la courbe la plus négative correspond à $V_{GS} = V_{GS(off)}$, pour laquelle le courant drain est approximativement égal à zéro. Plus V_{GS} devient négative, plus le courant drain diminue. Inversement, il augmente lorsque V_{GS} devient de plus en plus positive. Lorsque V_{GS} est positive le courant drain est égal à :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2 \quad (12.1)$$

Le D-MOSFET fonctionne en mode appauvrissement (à déplétion) lorsque V_{GS} est négative, et en mode enrichissement lorsque V_{GS} est positive. Comme pour le JFET, les courbes de courant drain du D-MOSFET font apparaître une région ohmique, une région active et une région de blocage.

Bon à Savoir

Comme un JFET, un MOSFET déplété est considéré comme un composant normalement passant. C'est parce que les deux composants ont un courant de drain lorsque $V_{GS} = 0$ V. Il faut se souvenir que pour un JFET, I_{DSS} est le courant de drain maximal possible. Avec un MOSFET déplété, le courant de drain peut dépasser I_{DSS} si la tension de grille a la bonne polarité pour augmenter le nombre de porteurs de charge dans le canal. Pour un D-MOSFET canal n , I_D est plus grand que I_{DSS} quand la tension V_{GS} est positive.

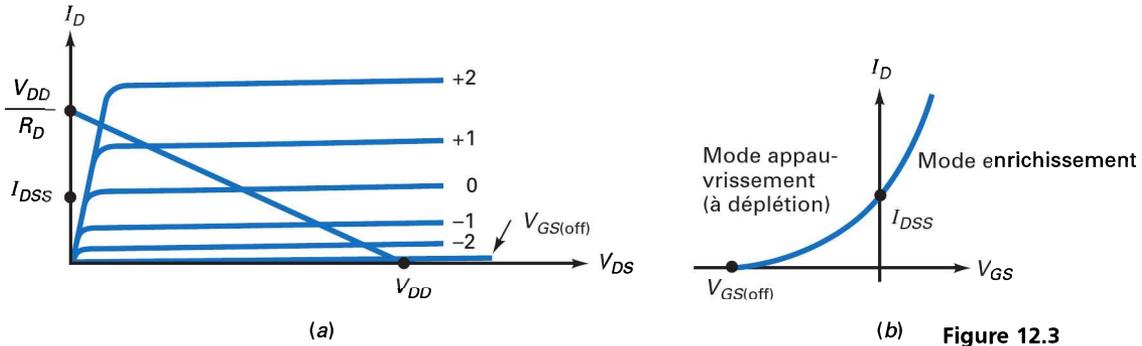


Figure 12.3
Le transistor D-MOSFET à canal *n* ;
(a) courbes du courant drain,
(b) courbe de la transconductance.

La figure 12.3b montre la courbe de la transconductance d'un D-MOSFET. On constate, à nouveau, que I_{DSS} correspond à la valeur du courant drain lorsque la grille est reliée à la source ($V_{GS} = 0$). La forme parabolique de la courbe de la transconductance est similaire à celle d'un JFET, le courant drain y suit les mêmes règles. Tout ceci pour dire que l'étude d'un D-MOSFET est identique à celle d'un JFET. La différence majeure, c'est que V_{GS} peut être positive ou négative.

On rencontre également des D-MOSFET à canal *p*, qui disposent d'un canal drain source de type *p* et d'un substrat de type *n*. Leur fonctionnement est complémentaire à celui des D-MOSFET à canal *n*. Le symbole graphique de ces deux types de D-MOSFET est illustré à la figure 12.4.

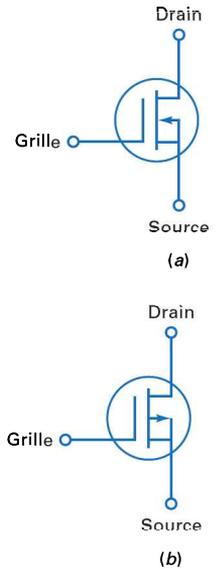


Figure 12.4
Symbole d'un transistor D-MOSFET :
(a) à canal *n*,
(b) à canal *p*.

Question 12.1

Un transistor D-MOSFET a comme valeurs $V_{GS(off)} = -3$ V et $I_{DSS} = 6$ mA. Quelles sont les valeurs du courant drain I_D lorsque $V_{GS} = -1$ V, -2 V, 0 V, $+1$ V et $+2$ V ?

Réponse Selon l'équation (12.1), si

$V_{GS} = -1$ V,	$I_D = 2,67$ mA
$V_{GS} = -2$ V,	$I_D = 0,667$ mA
$V_{GS} = 0$ V,	$I_D = 6$ mA
$V_{GS} = +1$ V,	$I_D = 10,7$ mA
$V_{GS} = +2$ V,	$I_D = 16,7$ mA

12.1 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 12.1 en utilisant les valeurs $V_{GS(off)} = -4$ V, et $I_{DSS} = 4$ mA.

12.3 Amplificateurs à transistors D-MOSFET

On l'a vu, le transistor D-MOSFET est unique en son genre. Il peut fonctionner aussi bien avec une tension grille positive que négative. Comme le montre la figure 12.5a, on peut fixer son point de fonctionnement Q à $V_{GS} = 0$. Lorsque le signal d'entrée devient positif, le courant drain I_D augmente au-delà de I_{DSS} , il diminue en deçà de I_{DSS} lorsque le signal d'entrée devient négatif. Comme il

n'y a pas de jonction *pn* polarisée en direct, la résistance d'entrée du D-MOSFET est très élevée. Et, comme on peut mettre $V_{GS} = 0$, la figure 12.5b montre qu'il est très simple de polariser un transistor D-MOSFET ($I_G = 0$, $V_{GS} = 0$ et $I_D = I_{DSS}$). La tension drain source est égale à :

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS}R_D \quad (12.2)$$

Étant donné qu'un transistor D-MOSFET est toujours « on », il est possible de mettre en œuvre une polarisation automatique en insérant une résistance de source. On retrouve alors un schéma de polarisation similaire à celui du transistor JFET à polarisation automatique.

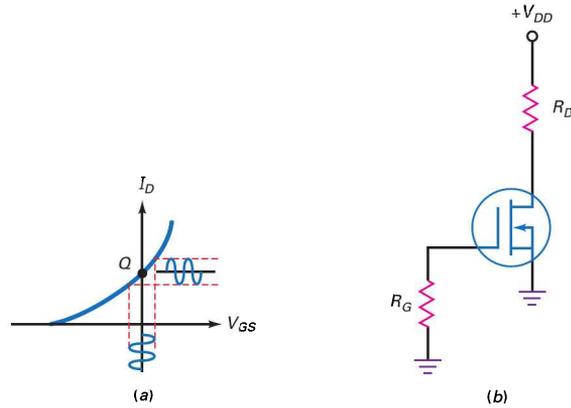


Figure 12.5
Polarisation à zéro
du D-MOSFET.

Question 12.2

L'amplificateur à transistor D-MOSFET de la figure 12.6 présente les valeurs $V_{GS(\text{off})} = -2 \text{ V}$, $I_{DSS} = 4 \text{ mA}$ et $g_{mo} = 2\,000 \mu\text{S}$. Quelle est la valeur de la tension de sortie du circuit ?

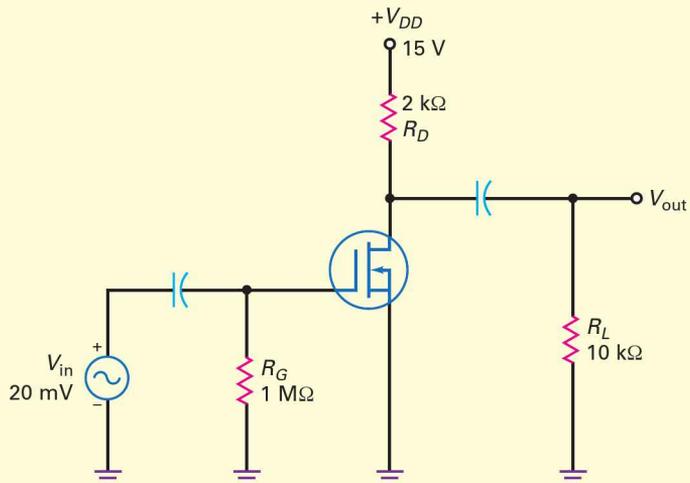


Figure 12.6
Un amplificateur à D-MOSFET.

Réponse Avec $V_{GS} = 0$ et $I_D = 4 \text{ mA}$, la valeur de la tension drain source est égale à :

$$V_{DS} = 15 \text{ V} - (4 \text{ mA})(2\text{k}\Omega) = 7 \text{ V}$$

Comme $V_{GS} = 0 \text{ V}$ et $g_m = g_{m0} = 2\,000 \mu\text{S}$, le gain en tension A_v de l'amplificateur est calculé au moyen de la relation :

$$A_v = g_m r_d$$

La résistance de drain r_d est égale à :

$$r_d = R_D \parallel R_L = 2 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega = 1,67 \text{ k}\Omega$$

Le gain A_v est alors :

$$A_v = (2\,000 \mu\text{S})(1,67 \text{ k}\Omega) = 3,34$$

On peut alors calculer la tension de sortie :

$$V_{\text{out}} = (V_{\text{in}})(A_v) = (20 \text{ mV})(3,34) = 66,8 \text{ mV}$$

12.2 Avez-vous compris ? Sur le circuit de la figure 12.6 si la valeur de la transconductance est $g_m = 3\,000 \mu\text{S}$, quelle est la valeur de la tension de sortie ?

Comme nous l'avons vu à la question 12.2, le D-MOSFET a un gain en tension relativement faible. Ce n'est pas là son principal attrait. L'intérêt majeur du D-MOSFET est sa très importante résistance d'entrée. La résistance d'entrée reste importante quand V_{GS} est positif ou négatif. Il est intéressant de l'utiliser notamment lorsque l'impédance de charge du circuit est un point critique et pourrait être source de problèmes. En outre, le D-MOSFET est un composant qui présente un très faible bruit. C'est là aussi un avantage, surtout lorsque les signaux d'entrée sont très faibles. C'est le cas par exemple des circuits d'amplification RF dans les systèmes de communication.

Comme le montre la figure 12.7, certains D-MOSFET sont à double grille. Une grille peut servir de point d'entrée du signal, tandis que l'autre peut servir comme point de commande pour le contrôle automatique du gain en tension. Cela permet d'assurer un ajustement automatique du gain selon le niveau du signal d'entrée.

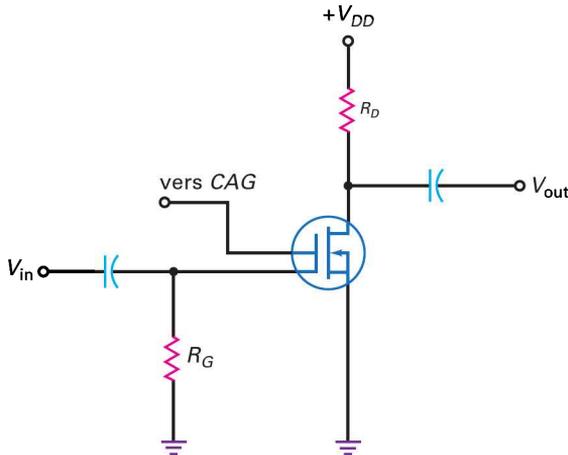


Figure 12.7
Exemple de D-MOSFET
à double grille.

12.4 Le MOSFET à enrichissement

Le MOSFET à appauvrissement est une étape de l'évolution vers le **MOSFET à enrichissement** appelé sous forme abrégée **E-MOSFET**. Sans lui, l'ordinateur personnel, maintenant si répandu, n'existerait pas.

Bon à Savoir

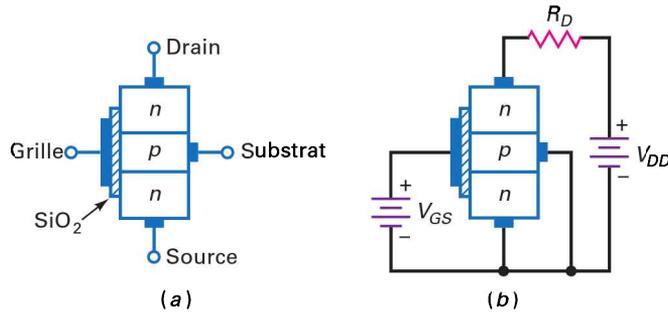
Pour le E-MOSFET, V_{GS} doit être supérieur à $V_{GS(th)}$ pour obtenir un courant drain non nul. Donc, quand les E-MOSFET sont polarisés, l'auto-polarisation, la polarisation par source de courant et la polarisation nulle ne peuvent être utilisés parce que ces types de polarisation reposent sur le type de fonctionnement déplété. Il reste la polarisation de grille, la polarisation par diviseur de tension et la polarisation de source pour polariser les E-MOSFET.

Figure 12.8
MOSFET à enrichissement.
(a) Non polarisé ;
(b) polarisé.

12.4.1 Concept fondamental

La figure 12.8a représente un E-MOSFET. Le substrat p s'étend maintenant jusqu'au dioxyde de silicium. On peut remarquer qu'il n'existe plus de canal n entre la source et le drain. Comment fonctionne un E-MOSFET ? La figure 12.8b représente la polarisation normale. Quand la tension grille est nulle, le courant drain est nul ; pour cette raison, un E-MOSFET est *normalement off* (off : non conducteur).

La seule façon d'obtenir du courant est de mettre une tension positive sur la grille. Dans ce cas, elle attire les électrons libres dans la région p . Ils se recombinent alors avec les trous au voisinage du SiO_2 . Pour des tensions grilles suffisamment positives, tous les trous près de l'oxyde sont comblés et les électrons libres peuvent commencer à s'écouler de la source vers le drain. L'effet est identique à celui d'une mince couche de matériau n près de l'oxyde. Cette fine tranche conductrice est appelée la *couche d'inversion* ; quand elle existe, les électrons peuvent passer de la source au drain.



La tension V_{GS} minimale pour la création de cette couche d'inversion s'appelle la **tension de seuil**, symbolisée par $V_{GS(th)}$. Si la tension V_{GS} est inférieure à $V_{GS(th)}$, le courant drain est nul. Lorsque la tension V_{GS} est supérieure à $V_{GS(th)}$, une couche d'inversion n relie la source au drain et le courant peut circuler : le E-MOSFET est « on » (on : conducteur). Les valeurs courantes de la tension de seuil des composants petits signaux s'étalent entre 1 V et 3 V.

Le JFET est considéré comme un *composant à appauvrissement ou à déplétion* car sa conductivité dépend de l'action des zones désertées. Le E-MOSFET est classé dans les *composants à enrichissement* car une tension grille supérieure à une tension de seuil augmente sa conductivité. Pour une tension grille nulle, un JFET est « on » tandis qu'un E-MOSFET est « off ».

12.4.2 Courbes du courant drain

Un E-MOSFET a une puissance maximale admissible égale à 1 W ou moins la figure 12.9a représente le réseau des caractéristiques courant drain pour un E-MOSFET classique. La courbe la plus basse correspond à $V_{GS(th)}$; lorsque la tension V_{GS} est inférieure, le courant drain est quasiment nul. Pour les tensions V_{GS} supérieures à $V_{GS(th)}$, le composant devient « on » et le courant drain est commandé par la tension grille-source.

La partie presque verticale de la courbe correspond à la région ohmique, et la partie presque horizontale à la région active. Polarisé dans la zone ohmique, le E-MOSFET est équivalent à une résistance. Polarisé dans la région active, il se comporte comme une source de courant. Bien qu'il puisse fonctionner dans la région active, son principal usage est en région ohmique.

La figure 12.9b montre une courbe de transfert classique. Il n'existe pas de courant drain jusqu'à $V_{GS} = V_{GS(th)}$, ensuite il croît rapidement jusqu'à atteindre la valeur de saturation $I_{D(sat)}$. Au-delà de ce point, le composant est polarisé en région

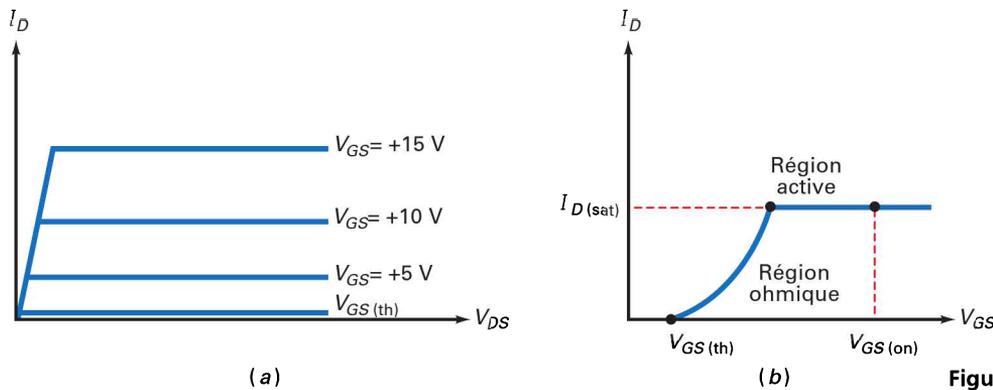


Figure 12.9
Courbes E-MOS.
(a) Courant drain ;
(b) caractéristique de transfert.

ohmique, donc le courant I_D n'augmente plus même si la tension V_{GS} croît. Pour réaliser une forte saturation, une tension grille-source bien supérieure à la tension de seuil $V_{GS(th)}$ est nécessaire (figure 12.9b).

12.4.3 Symbole graphique

Si $V_{GS} = 0$, le E-MOSFET est « off » car il n'y a pas de canal conducteur entre la source et le drain. Le symbole (figure 12.10a) a une ligne brisée entre ces deux électrodes pour indiquer cette propriété « normalement ouvert ». Comme vous le savez, une tension grille supérieure à la tension de seuil crée une couche d'inversion de type n entre la source et le drain. La flèche pointe vers cette couche d'inversion qui se comporte comme un canal n quand le composant conduit.

Il existe aussi un E-MOSFET canal p ; le symbole graphique est semblable, excepté pour la flèche qui pointe vers l'extérieur (figure 12.10b).

Le E-MOSFET canal p est aussi un composant enrichi normalement bloqué. Pour rendre passant un E-MOSFET canal p , la grille doit être à une tension négative par rapport à la source. La valeur $-V_{GS}$ doit atteindre ou dépasser la valeur $-V_{GS(th)}$ pour la conduction. Quand ceci intervient, une couche d'inversion de type p se forme avec les trous comme porteurs majoritaires. Le E-MOSFET canal n utilise les électrons comme porteurs majoritaires, qui ont une plus grande mobilité que les trous du canal p . Ceci provoque un $R_{DS(on)}$ plus faible et des vitesses de commutation plus grandes pour le E-MOSFET canal n .

12.4.4 Tension grille-source maximale

Les MOSFET possèdent une mince couche de dioxyde de silicium, un isolant qui empêche l'apparition d'un courant dans la grille pour les tensions grille positives ou négatives. L'épaisseur de la couche isolante est faite aussi mince que possible pour donner à la grille un contrôle plus efficace du courant drain. Mais une couche isolante très fine est facilement destructible par une tension grille-source excessive.

À titre d'exemple, le MOSFET 2N7000 a une tension $V_{GS(max)}$ de $\pm 20\text{ V}$. Une tension grille-source supérieure à $+20\text{ V}$ ou inférieure à -20 V détruit la couche isolante.

Outre l'application directe d'une tension V_{GS} excessive, vous pouvez détruire la mince couche d'oxyde de manière beaucoup plus subtile. En enlevant ou en remettant un MOSFET dans un circuit non débranché, les tensions transitoires engendrées par les réactions induites peuvent dépasser la tension $V_{GS(max)}$ limite. Même prendre dans la main un MOSFET peut déposer suffisamment de charges statiques pour atteindre les tensions destructrices. C'est pour cette raison qu'ils sont souvent expédiés avec un fil métallique autour des broches, enveloppés dans une feuille métallique ou insérés dans de la mousse conductrice.

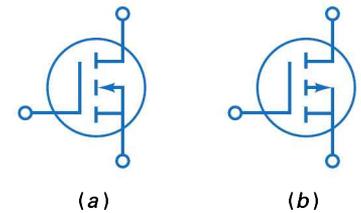


Figure 12.10
Symboles E-MOSFET.
(a) Canal n ;
(b) canal p .

Bon à Savoir

Les E-MOSFET sont souvent utilisés dans les amplificateurs de classe AB, où le E-MOSFET est polarisé avec une valeur V_{GS} légèrement supérieure à $V_{GS(th)}$. Cette « polarisation de maintien » empêche la distorsion de croisement. Les D-MOSFET ne sont pas utilisables pour les amplificateurs de classe B ou AB à cause du fort courant drain lorsque $V_{GS} = 0\text{ V}$.

Certains MOSFET sont protégés par une diode Zener interne placée entre la grille et la source. La tension Zener étant inférieure à la tension $V_{GS(max)}$, la diode se met en conduction avant l'apparition de tout dégât sur la couche isolante. L'inconvénient de ces diodes de protection est la diminution de la forte impédance d'entrée du MOSFET. Cette méthode est valable dans certaines applications car les MOSFET coûteux sont trop facilement détruits sans cette protection Zener.

Pour conclure, les MOSFET sont des composants délicats qui sont facilement détruits et que vous devez manipuler avec soin. En plus, il ne faut jamais les connecter ou les déconnecter dans un circuit en fonctionnement. Enfin, avant de prendre en main un MOSFET, vous devez mettre votre corps à la masse en touchant le châssis de l'équipement sur lequel vous êtes en train de travailler.

12.5 La région ohmique

Bien que le E-MOSFET puisse être polarisé dans sa zone active, ceci arrive rarement car c'est un composant destiné en priorité à la commutation. La tension d'entrée classique est soit basse soit haute. Basse, c'est zéro ; haute, c'est le $V_{GS(on)}$ généralement spécifié dans les notices techniques.

12.5.1 La résistance de conduction drain-source

Un E-MOSFET polarisé dans sa région ohmique est équivalent à une résistance $R_{DS(on)}$. La plupart des fiches techniques donnent la valeur de cette résistance pour un courant drain et une tension grille-source donnés.

La figure 12.11 illustre l'idée ; il y a un point Q_{test} dans la région ohmique de la courbe du courant I_D pour $V_{GS} = V_{GS(on)}$. Le constructeur mesure $I_{D(on)}$ et $V_{DS(on)}$ à ce point particulier, pour ensuite calculer la valeur de $R_{DS(on)}$ en appliquant la définition :

$$R_{DS(on)} = \frac{V_{DS(on)}}{I_{D(on)}} \quad (12.3)$$

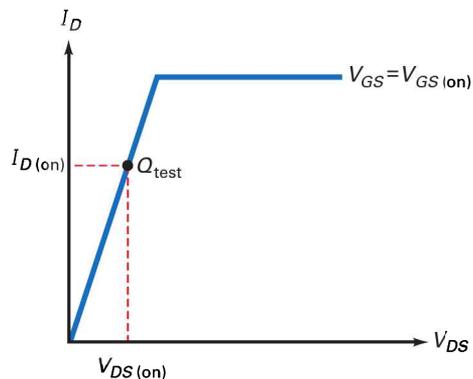


Figure 12.11
Mesure de $R_{DS(on)}$.

Par exemple, au point test, le MOSFET VN2406L a $V_{DS(on)} = 1 \text{ V}$ et $I_{D(on)} = 10 \text{ mA}$, ce qui donne :

$$R_{DS(on)} = \frac{1 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 10 \Omega$$

La figure 12.12 présente la notice technique du transistor E-MOSFET 2N7000 à canal n .

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR™

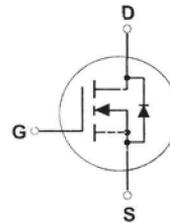
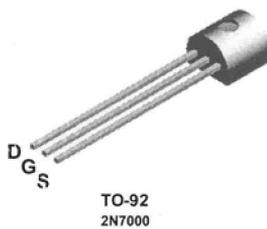
2N7000 / 2N7002 / NDS7002A N-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor

General Description

These N-Channel enhancement mode field effect transistors are produced using Fairchild's proprietary, high cell density, DMOS technology. These products have been designed to minimize on-state resistance while provide rugged, reliable, and fast switching performance. They can be used in most applications requiring up to 400mA DC and can deliver pulsed currents up to 2A. These products are particularly suited for low voltage, low current applications such as small servo motor control, power MOSFET gate drivers, and other switching applications.

Features

- High density cell design for low $R_{DS(ON)}$.
- Voltage controlled small signal switch.
- Rugged and reliable.
- High saturation current capability.



Absolute Maximum Ratings $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	2N7000	2N7002	NDS7002A	Units
V_{DSS}	Drain-Source Voltage	60			V
V_{DGR}	Drain-Gate Voltage ($R_{GS} \leq 1\text{ M}\Omega$)	60			V
V_{GSS}	Gate-Source Voltage - Continuous	± 20			V
	- Non Repetitive ($t_p < 50\mu\text{s}$)	± 40			
I_D	Maximum Drain Current - Continuous	200	115	280	mA
	- Pulsed	500	800	1500	
P_D	Maximum Power Dissipation	400	200	300	mW
	Derated above 25°C	3.2	1.6	2.4	
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to 150			$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/16" from Case for 10 Seconds	300			$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	2N7000	2N7002	NDS7002A	Units
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	312.5	625	417	$^\circ\text{C}/\text{W}$

© 1997 Fairchild Semiconductor Corporation

2N7000.SAM Rev. A.1

Figure 12.12
Notice technique du transistor E-MOSFET 2N7000.
(Utilisée avec la permission de Fairchild Semiconductor)

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted							
Symbol	Parameter	Conditions	Type	Min	Typ	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS							
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 10\ \mu\text{A}$	All	60			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 48\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	2N7000			1	μA
		$T_J = 125^\circ\text{C}$				1	mA
		$V_{DS} = 60\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	2N7002 NDS7002A			1	μA
		$T_J = 125^\circ\text{C}$				0.5	mA
I_{GSSF}	Gate - Body Leakage, Forward	$V_{GS} = 15\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	2N7000			10	nA
		$V_{GS} = 20\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	2N7002 NDS7002A			100	nA
I_{GSSR}	Gate - Body Leakage, Reverse	$V_{GS} = -15\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	2N7000			-10	nA
		$V_{GS} = -20\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	2N7002 NDS7002A			-100	nA
ON CHARACTERISTICS (Note 1)							
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1\text{ mA}$	2N7000	0.8	2.1	3	V
		$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\ \mu\text{A}$	2N7002 NDS7002A	1	2.1	2.5	
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-Resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 500\text{ mA}$	2N7000		1.2	5	Ω
		$T_J = 125^\circ\text{C}$			1.9	9	
		$V_{GS} = 4.5\text{ V}, I_D = 75\text{ mA}$			1.8	5.3	
		$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 500\text{ mA}$	2N7002		1.2	7.5	
		$T_J = 100^\circ\text{C}$			1.7	13.5	
		$V_{GS} = 5.0\text{ V}, I_D = 50\text{ mA}$			1.7	7.5	
		$T_J = 100^\circ\text{C}$			2.4	13.5	
		$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 500\text{ mA}$	NDS7002A		1.2	2	
	$T_J = 125^\circ\text{C}$			2	3.5		
	$V_{GS} = 5.0\text{ V}, I_D = 50\text{ mA}$			1.7	3		
	$T_J = 125^\circ\text{C}$			2.8	5		
$V_{DS(on)}$	Drain-Source On-Voltage	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 500\text{ mA}$	2N7000		0.6	2.5	V
		$V_{GS} = 4.5\text{ V}, I_D = 75\text{ mA}$			0.14	0.4	
		$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 500\text{ mA}$	2N7002		0.6	3.75	
		$V_{GS} = 5.0\text{ V}, I_D = 50\text{ mA}$			0.09	1.5	
		$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 500\text{ mA}$	NDS7002A		0.6	1	
		$V_{GS} = 5.0\text{ V}, I_D = 50\text{ mA}$			0.09	0.15	
Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted							
Symbol	Parameter	Conditions	Type	Min	Typ	Max	Units
ON CHARACTERISTICS Continued (Note 1)							
$I_{D(on)}$	On-State Drain Current	$V_{GS} = 4.5\text{ V}, V_{DS} = 10\text{ V}$	2N7000	75	600		mA
		$V_{GS} = 10\text{ V}, V_{DS} \geq 2 V_{DS(on)}$	2N7002	500	2700		
		$V_{GS} = 10\text{ V}, V_{DS} \geq 2 V_{DS(on)}$	NDS7002A	500	2700		
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 200\text{ mA}$	2N7000	100	320		mS
		$V_{DS} \geq 2 V_{DS(on)}, I_D = 200\text{ mA}$	2N7002	80	320		
		$V_{DS} \geq 2 V_{DS(on)}, I_D = 200\text{ mA}$	NDS7002A	80	320		

Figure 12.12 (suite)

Notice technique du transistor E-MOSFET 2N7000.
(Utilisée avec la permission de Fairchild Semiconductor)

Remarquez que ce transistor est disponible dans un boîtier pour montage en surface. Notez également la présence d'une diode entre le drain et la source. Cette diode est appelée *diode parasite de substrat* : elle résulte de la fabrication du composant. De même, voyez le nombre important de valeurs et de paramètres qui sont listés sur cette fiche.

12.5.2 Tableau de E-MOSFET

L'encart *À retenir* 12.1 donne un échantillonnage de E-MOSFET petit signal. Les valeurs de $V_{GS(th)}$ vont de 1,5 V à 3 V, les valeurs de $R_{DS(on)}$ de 0,3 Ω à 28 Ω , ce qui signifie que ce composant présente une faible résistance quand il est polarisé en région ohmique. Polarisé au blocage, il présente une très grande résistance, c'est quasiment un circuit ouvert. Donc, les E-MOSFET ont un excellent rapport on-off.

À RETENIR 12.1 – E-MOS petits signaux

Composant	$V_{GS(th)}$ (V)	$V_{GS(on)}$ (V)	$I_{D(on)}$	$R_{DS(on)}$ (Ω)	$I_{D(max)}$	$P_{D(max)}$
VN2406L	1,5	2,5	100 mA	10	200 mA	350 mW
BS107	1,75	2,6	20 mA	28	250 mA	350 mW
2N7000	2	4,5	75 mA	6	200 mA	350 mW
VN10LM	2,5	5	200 mA	7,5	300 mA	1 W
MPF930	2,5	10	1 A	0,9	2 A	1 W
IRFD120	3	10	600 mA	0,3	1,3 A	1 W

12.5.3 Polarisation en région ohmique

D'après la figure 12.13a, le courant drain de saturation du montage vaut :

$$I_{D(sat)} = \frac{V_{DD}}{R_D} \quad (12.4)$$

La tension drain de blocage est V_{DD} . La figure 12.13b représente la droite de charge statique tracée entre le courant de saturation $I_{D(sat)}$ et la tension de blocage V_{DD} .

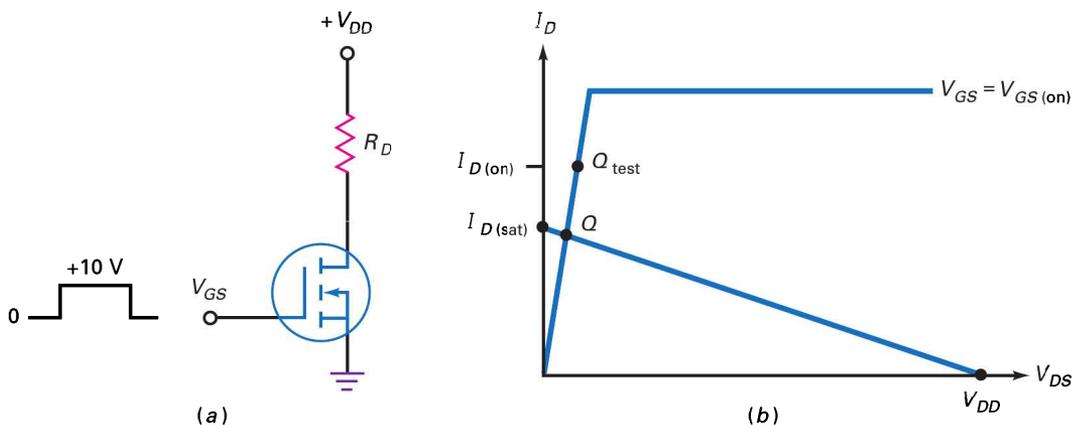


Figure 12.13 $I_{D(sat)} < I_{D(on)}$ avec $V_{GS} = V_{GS(on)}$: la saturation est certaine.

Si $V_{GS} = 0$, le point Q est près de l'extrémité supérieure de la droite de charge. Le composant est polarisé en zone ohmique si le point Q est au-dessous du point Q_{test} (figure 12.13b). Autrement dit, un E-MOSFET est polarisé dans la région ohmique si la condition suivante est satisfaite :

$$I_{D(sat)} < I_{D(on)} \text{ pour } V_{GS} = V_{GS(on)} \quad (12.5)$$

La relation (12.5) est importante, elle nous indique si un E-MOSFET fonctionne dans sa région active ou dans sa région ohmique. Pour un montage donné, nous pouvons calculer $I_{D(sat)}$; si $I_{D(sat)}$ est trouvé inférieur à $I_{D(on)}$ lorsque $V_{GS} = V_{GS(on)}$, nous savons que le composant fonctionne en zone ohmique et qu'il est équivalent à une petite résistance.

Question 12.3

Sur la figure 12.14a, quelle est la tension de sortie ?

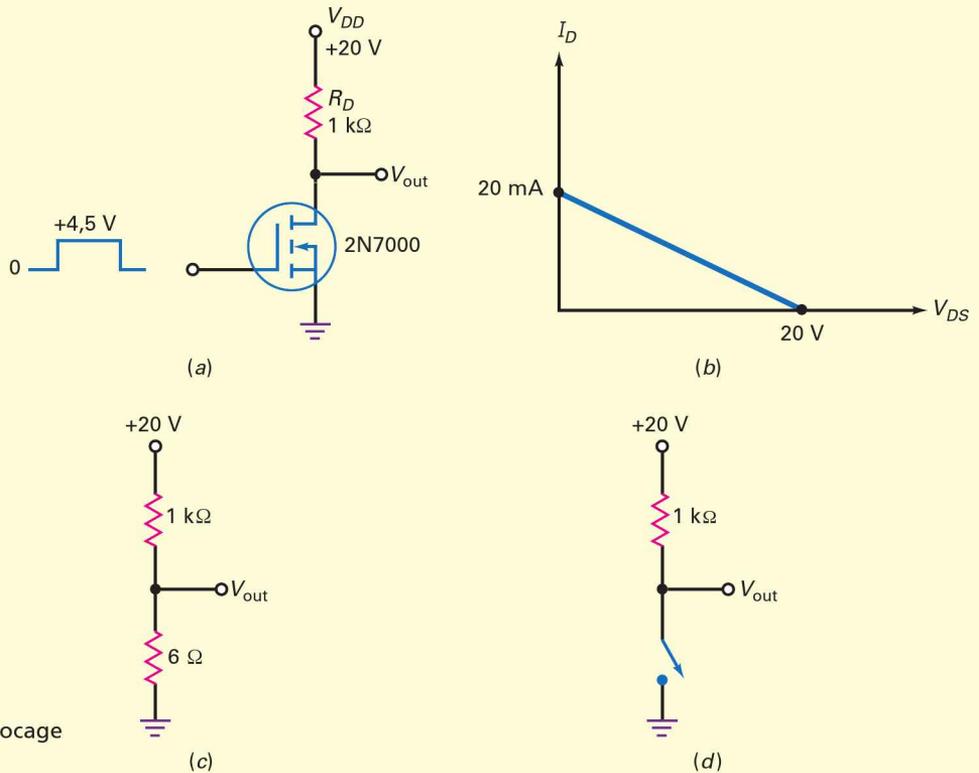


Figure 12.14
Commutation entre blocage
et saturation.

Réponse Pour le MOSFET 2N7000, les valeurs les plus importantes de l'encart *À retenir* 12.1 sont :

$$V_{GS(on)} = 4,5 \text{ V}$$

$$I_{D(on)} = 75 \text{ mA}$$

$$R_{DS(on)} = 6 \text{ } \Omega$$

Puisque la tension d'entrée varie entre 0 et 4,5 V, le MOSFET 2N7000 commute entre la saturation et le blocage.

Le courant de saturation sur la figure 12.14a est :

$$I_{D(\text{sat})} = \frac{20 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 20 \text{ mA}$$

La figure 12.14b donne la droite de charge. 20 mA étant inférieur à 75 mA, la valeur du courant $I_{D(\text{on})}$, le MOSFET 2N7000 est polarisé en région ohmique quand la tension grille est haute.

La figure 12.14c représente le circuit équivalent pour une tension grille-source haute. Le E-MOSFET a une résistance égale à 6Ω ; la tension de sortie vaut :

$$V_{\text{out}} = \frac{6 \Omega}{1 \text{ k}\Omega + 6 \Omega} (20 \text{ V}) = 0,12 \text{ V}$$

Par contre, quand la tension V_{GS} est basse, le E-MOSFET est ouvert (figure 12.14d), et la tension de sortie se retrouve à la tension de l'alimentation :

$$V_{\text{out}} = 20 \text{ V}$$

12.3 Avez-vous compris ? En utilisant la figure 12.14a, doublez la valeur de la résistance de drain. Calculez alors $I_{D(\text{sat})}$ et la tension de sortie.

Question 12.4

Quel est le courant dans la LED de la figure 12.15 ?

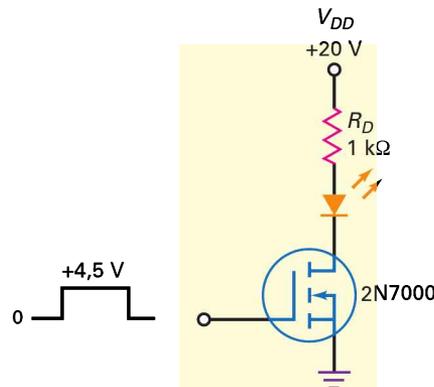


Figure 12.15
Allumage et extinction
d'une LED.

Réponse Quand la tension V_{GS} est basse, la LED est éteinte. Quand V_{GS} est haute, le fonctionnement est similaire à celui de la question précédente, le MOSFET 2N7000 entre en forte saturation. En ignorant la chute de tension sur la LED, son courant est :

$$I_D \approx 20 \text{ mA}$$

Si on donne 2 V de chute de tension dans la LED :

$$I_D = \frac{20 \text{ V} - 2 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 18 \text{ mA}$$

12.4 Avez-vous compris ? Reprenez la question 12.4 en utilisant une résistance de drain de 560Ω .

Question 12.5

Que fait le montage de la figure 12.16a si un courant dans la bobine égal ou supérieur à 30 mA ferme les contacts du relais ?

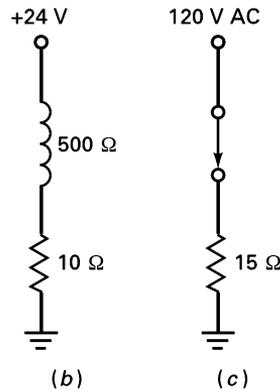
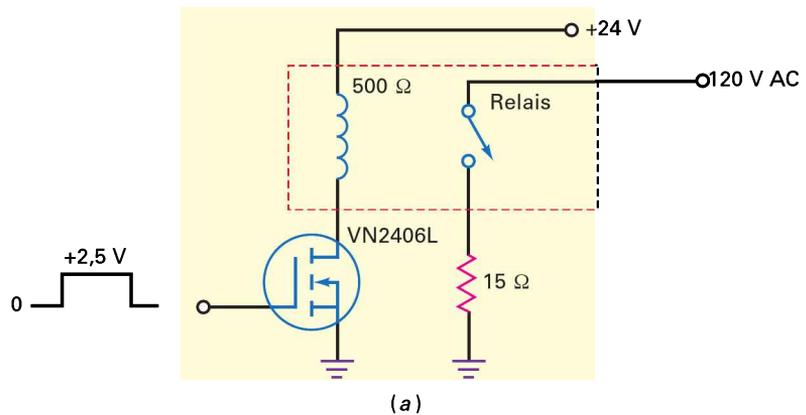


Figure 12.16
Un faible courant d'entrée commande un fort courant de sortie.

Réponse Le E-MOSFET fait basculer le relais. La résistance de 15 Ω est l'un des types possibles de charge, par exemple pour un moteur AC monophasé. La bobine du relais a une résistance 500 Ω, le courant de saturation est :

$$I_{D(\text{sat})} = \frac{24 \text{ V}}{500 \text{ } \Omega} = 48 \text{ mA}$$

Comme il est inférieur au courant $I_{D(\text{on})}$ du MOSFET VN2406L, celui-ci présente une résistance de seulement 10 Ω (voir l'encart *À retenir* 12.1).

La figure 12.16b représente le circuit équivalent pour une tension V_{GS} haute. Le courant dans la bobine du relais vaut environ 48 mA, plus qu'il ne faut pour clore les contacts. Dans ces conditions, la maille des contacts ressemble au circuit de la figure 12.16c et le courant final dans la charge est égal à 8 A (120 V divisés par 15 Ω).

Sur la figure 12.16a, une tension d'entrée de seulement 2,5 V avec un courant d'entrée presque nul commande une tension alternative de 120 V et un courant dans la charge égal à 8 A. Le signal d'entrée peut provenir d'un circuit numérique de contrôle ou même d'un microcontrôleur. Un tel montage est utile dans les télécommandes. La tension d'entrée pourrait être le signal transmis sur une longue distance par un fil de cuivre, une fibre optique ou l'espace extérieur.

La diode D_1 de la figure 12.16a est appelée une *diode de roue libre*. Quand le MOSFET se bloque, le champ magnétique autour de la bobine du relais disparaît rapidement. Ceci provoque une tension induite importante à travers la bobine, qui s'ajoute à l'alimentation +24 V. Ceci peut endommager le MOSFET. Placer une diode en parallèle de la bobine limite la tension induite à environ 0,7 V et protège le MOSFET.

12.6 Commutation numérique

Pourquoi le E-MOSFET a-t-il révolutionné l'industrie des ordinateurs ? À cause de sa tension de seuil, elle est idéale pour l'utilisation en composant de commutation. Quand la tension grille est bien supérieure à la tension de seuil, le composant bascule de bloqué à saturé. Ce fonctionnement en tout ou rien est la base de la réalisation des ordinateurs. Quand vous étudierez leurs circuits, vous verrez comment ceux-ci utilisent des millions de commutateurs tout ou rien pour traiter les données. (Le terme *données* signifie nombres, textes, graphiques, ou toute autre information pouvant être codée en nombres binaires).

12.6.1 Circuits analogiques, numériques et commutateurs

Le mot *analogique* veut dire « continu », comme une onde sinusoïdale. Quand nous disons un signal analogique, nous parlons d'un signal dont la tension varie de façon continue, comme celui représenté sur la figure 12.17a. Il n'est pas forcément sinusoïdal ; tant qu'il n'y a pas de saut brutal entre deux valeurs distinctes de la tension, il est considéré comme étant un *signal analogique*.

Le mot **numérique** (*digital*) se rapporte à un signal discontinu. Ce dernier saute entre deux tensions distinctes comme le montre la figure 12.17b. Les signaux numériques sont ceux des ordinateurs. Ils forment les codes numériques qui représentent les nombres, les lettres et autres symboles.

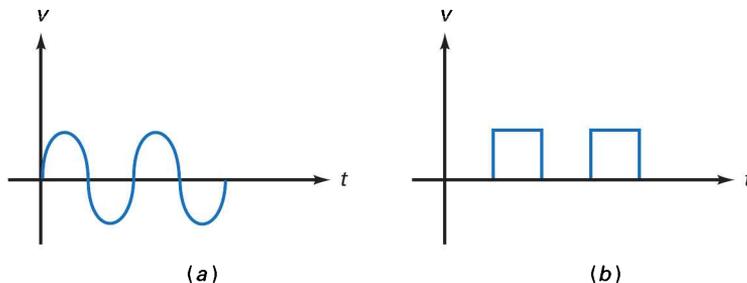


Figure 12.17
(a) Signal analogique ;
(b) signal numérique.

Le mot *commutation* est plus large que le mot *numérique*. Les circuits de commutation comprennent les circuits numériques comme sous-ensemble. En d'autres termes, les circuits de commutation peuvent aussi englober les circuits de mise en route de moteurs, lampes, chauffage, et tout autre appareillage en courant fort.

12.6.2 Commutation à charge passive

La figure 12.18 représente un E-MOSFET avec une charge passive. Le mot *passive* concerne une résistance ordinaire comme R_D . Dans ce montage, la tension v_{in} est

Bon à Savoir

La plupart des quantités physiques sont de nature analogique, et ce sont ces quantités qui sont le plus souvent les entrées et les sorties surveillées et contrôlées par un système. Quelques exemples d'entrées et sorties analogiques sont la température, la pression, la vitesse, la position, le niveau d'un fluide et le débit. Pour tirer parti des techniques numériques en traitant des entrées analogiques, les quantités physiques sont converties en un format numérique. Le circuit pour faire cela s'appelle un *convertisseur analogique-numérique (CAN)*.

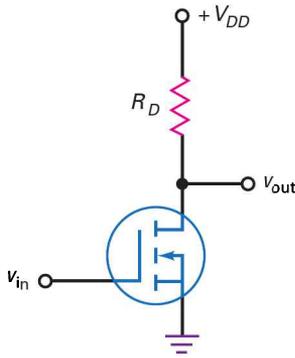


Figure 12.18
Charge passive.

basse ou haute. Quand elle est basse, le MOSFET est bloqué et v_{out} est égale à la tension d'alimentation V_{DD} . Quand v_{in} est haute, le MOSFET sature et v_{out} tombe à une faible valeur. Pour que le circuit fonctionne correctement, le courant de saturation $I_{D(sat)}$ doit être inférieur à $I_{D(on)}$ quand la tension d'entrée est égale ou supérieure à $V_{GS(on)}$. Cela revient à dire que la résistance de la région ohmique doit être beaucoup plus faible que la résistance passive de drain R_D :

$$R_{DS(on)} \ll R_D$$

Le circuit de la figure 12.18 est le plus simple des circuits d'ordinateurs. Il s'appelle un *inverseur* car la tension de sortie est l'opposée de la tension d'entrée. Quand l'entrée est basse, la sortie est haute ; si la tension d'entrée est haute, la tension de sortie est basse. On n'a pas besoin d'une grande précision dans l'étude des circuits de commutation. Ce qui compte, c'est que les tensions d'entrée et de sortie puissent être facilement identifiables comme basses ou hautes.

12.6.3 Commutation à charge active

Les circuits intégrés (CI) comprennent des milliers de petits transistors microscopiques aussi bien bipolaires que MOS. Les premiers CI ont utilisé des résistances passives comme sur la figure 12.18, mais ces dernières ont un défaut majeur : elles sont physiquement plus grandes que le MOSFET. À cause de cela, les CI à charge passive étaient trop gros, jusqu'à ce que l'on invente la **charge résistive active**. Cela a grandement réduit la taille des circuits intégrés et amené les ordinateurs personnels à leur état actuel.

L'idée fondamentale a été de se débarrasser des résistances passives ; la figure 12.19a dévoile l'invention : la *commutation à charge active*. Le MOSFET du bas se comporte comme un interrupteur et celui du haut joue le rôle d'une grande résistance. Remarquez que ce dernier a sa grille reliée au drain, il devient un *dipôle* avec une résistance active :

$$R_D = \frac{V_{DS(active)}}{I_{D(active)}} \quad (12.6)$$

où $V_{DS(active)}$ et $I_{D(active)}$ sont les tensions et courants dans la zone active.

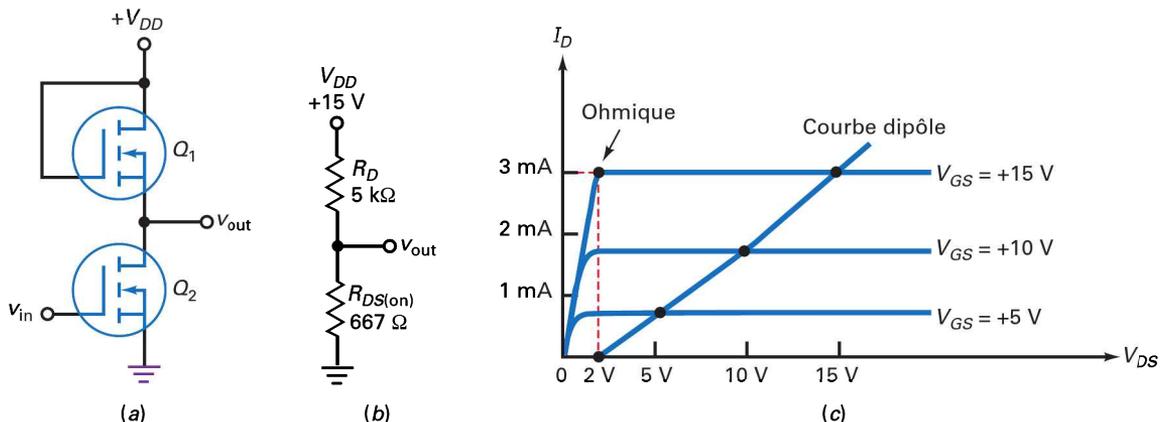


Figure 12.19 (a) Charge active ; (b) circuit équivalent ; (c) $V_{GS} = V_{DS}$ donne un dipôle.

Pour que le circuit fonctionne correctement, la résistance R_D du MOSFET supérieur doit être grande par rapport à la résistance $R_{DS(on)}$ du MOSFET inférieur. Par exemple, si le MOSFET supérieur est équivalent à une résistance R_D de $5\text{ k}\Omega$ et le MOSFET inférieur à une résistance $R_{DS(on)}$ de $667\ \Omega$, la figure 12.19 montre que la tension de sortie est basse.

La figure 12.19c indique comment calculer la résistance R_D du MOSFET supérieur. À cause de $V_{GS} = V_{DS}$, chaque point de fonctionnement de ce MOSFET doit appartenir à la courbe du dipôle tracée sur la figure. Si vous repérez chaque point, vous constatez bien que $V_{GS} = V_{DS}$.

Cette caractéristique du dipôle dans la figure 12.19c indique que le MOSFET se comporte comme une résistance. Sa valeur change légèrement à chaque point. Par exemple, pour le point le plus haut, la caractéristique donne $I_D = 3\text{ mA}$ et $V_{DS} = 15\text{ V}$; avec la relation (12.6), on obtient :

$$R_D = \frac{15\text{ V}}{3\text{ mA}} = 5\text{ k}\Omega$$

Le point juste au-dessous a les valeurs approximatives suivantes : $I_D = 1,6\text{ mA}$ et $V_{DS} = 10\text{ V}$; donc :

$$R_D = \frac{10\text{ V}}{1,6\text{ mA}} = 6,25\text{ k}\Omega$$

Le point le plus bas, où $V_{DS} = 5\text{ V}$ et $I_D = 0,7\text{ mA}$, donne à partir de calculs semblables $R_D = 7,2\text{ k}\Omega$.

Si le MOSFET inférieur possède le même réseau de caractéristiques courant drain que le MOSFET supérieur, il présente une résistance $R_{DS(on)}$ telle que :

$$R_{DS(on)} = \frac{2\text{ V}}{3\text{ mA}} = 667\ \Omega$$

La figure 12.19b montre cette valeur.

Comme il a déjà été dit, les valeurs exactes ne sont pas nécessaires dans les circuits de commutation tant que la tension haute et la tension basse sont facilement identifiables. Donc la valeur précise de la résistance R_D n'a aucune importance ; elle peut être $5\text{ k}\Omega$, $6,25\text{ k}\Omega$ ou $7,2\text{ k}\Omega$, aucune n'est assez grande pour entraîner une faible tension de sortie dans la figure 12.19b.

12.6.4 Conclusion

Les charges actives sont nécessaires dans les CI numériques car l'encombrement est fondamental. L'utilisateur peut être sûr que la résistance R_D du MOSFET supérieur est grande par rapport à la résistance $R_{D(on)}$ du transistor inférieur. Quand vous avez un circuit tel que celui de la figure 12.19a, tout ce que vous devez savoir c'est le principe : le montage se comporte comme une résistance R_D en série avec un interrupteur, et le résultat est une tension de sortie haute ou basse.

Question 12.6

Quelle est la tension de sortie sur la figure 12.20a si la tension d'entrée est basse ?
si la tension d'entrée est haute ?



Réponse Si la tension d'entrée est basse, le MOSFET inférieur est ouvert et la tension de sortie se retrouve à la tension de l'alimentation :

$$v_{\text{out}} = 20 \text{ V}$$

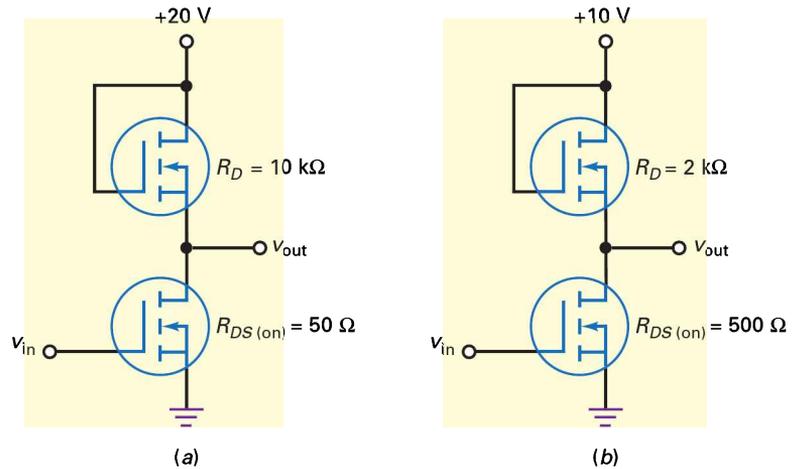


Figure 12.20

Si la tension d'entrée est haute, le MOSFET inférieur a une résistance de 50Ω . Dans ce cas, la tension de sortie descend à zéro :

$$v_{\text{out}} = \frac{50 \Omega}{10 \text{ k}\Omega + 50 \Omega} (20 \text{ V}) = 100 \text{ mV}$$

12.6 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 12.6 en utilisant une résistance $R_{\text{DS(on)}}$ de 100Ω .

Question 12.7

Quelle est la tension de sortie de la figure 12.20b ?

Réponse Quand la tension d'entrée est basse :

$$v_{\text{out}} = 10 \text{ V}$$

Quand la tension d'entrée est haute :

$$v_{\text{out}} = \frac{500 \Omega}{2,5 \text{ k}\Omega} (10 \text{ V}) = 2 \text{ V}$$

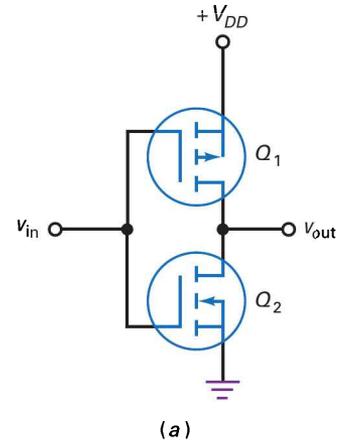
Si vous comparez à la question précédente, vous verrez que le rapport on-off n'est pas très bon. Pour des circuits numériques, un rapport on-off important n'est pas fondamental. Dans cet exemple, la tension de sortie vaut 2 V ou 10 V, les valeurs haute et basse sont encore facilement identifiables.

12.7 Avez-vous compris ? Sur la figure 12.20b, quelle doit être la valeur de la résistance $R_{\text{DS(on)}}$ pour avoir une tension de sortie V_{out} de 1 V lorsque V_{in} est haute ?

12.7 Le MOS complémentaire (CMOS)

Avec une commutation à charge active, le courant drain pour une entrée basse est voisin de $I_{D(\text{sat})}$. Cela peut poser des problèmes avec les appareillages sur batterie. Le **MOS complémentaire (CMOS)** est une solution pour diminuer le courant drain d'un circuit numérique. Dans cette méthode, le concepteur du circuit intégré associe un MOSFET canal n avec un MOSFET canal p .

La figure 12.21a illustre le principe. Q_1 est un MOSFET canal p et Q_2 est un MOSFET canal n . Ces deux composants sont complémentaires, ils possèdent des valeurs identiques en absolu mais opposées en signe pour $V_{GS(\text{th})}$, $V_{GS(\text{on})}$, $I_{D(\text{on})}$, etc. Le circuit ressemble à un ampli classe B car un MOSFET conduit pendant que l'autre est bloqué.



12.7.1 Fonctionnement

Pour un circuit CMOS tel que celui de la figure 12.21a utilisé en commutation, la tension d'entrée est haute ($+V_{DD}$) ou basse (0 V). Quand elle est haute, Q_1 est « off » et Q_2 est « on » ; Q_2 conducteur abaisse la tension de sortie à 0 V. À l'inverse, quand la tension d'entrée est basse, Q_1 est « on » et Q_2 est « off » ; Q_1 conducteur élève la tension de sortie à $+V_{DD}$. Puisque la tension de sortie est l'inverse de la tension d'entrée, ce circuit est appelé *inverseur CMOS*.

La figure 12.21b illustre la variation de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée. Pour une tension d'entrée nulle, la tension de sortie est haute ; pour une entrée haute, la sortie est nulle. Entre les deux extrêmes, il y a un point de croisement où la tension d'entrée vaut $V_{DD}/2$. À cet endroit, les deux MOSFET ont la même résistance et la tension de sortie vaut $V_{DD}/2$.

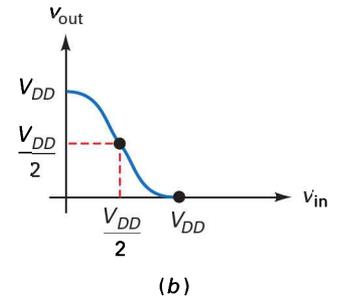


Figure 12.21
Inverseur CMOS.
(a) Montage ;
(b) graphique entrée-sortie.

12.7.2 Consommation de puissance

La faiblesse de la consommation de puissance est la qualité fondamentale des CMOS. Les deux MOSFET étant en série (figure 12.21a), le courant de repos est déterminé par le composant non-conducteur. Sa résistance s'exprime en mégohms, la puissance *au repos* (inactif) tend vers zéro.

La consommation de puissance augmente quand le signal d'entrée passe de haut à bas ou l'inverse. La raison est la suivante : à mi-chemin de la transition, les deux MOSFET sont conducteurs, cela donne un courant drain qui augmente temporairement. Puisque les transitions sont très rapides, il n'existe qu'une brève impulsion de courant. Le produit de la tension de l'alimentation par cette brève impulsion donne la consommation *dynamique* de puissance dont la moyenne est plus importante que la consommation au repos. En d'autres termes, le CMOS dissipe plus de puissance quand il bascule que lorsqu'il est au repos.

Les impulsions de courant sont très brèves ; la puissance moyenne dissipée est très faible, même quand le CMOS est en train de basculer. En fait, la consommation de puissance est si faible que les CMOS sont souvent utilisés pour des applications sur batteries telles que les calculatrices, montres numériques et appareillages auditifs.

Question 12.8

Les MOSFET de la figure 12.22a ont $R_{DS(on)} = 100 \Omega$ et $R_{DS(off)} = 1 M\Omega$. Quelle est la forme de la tension de sortie ?

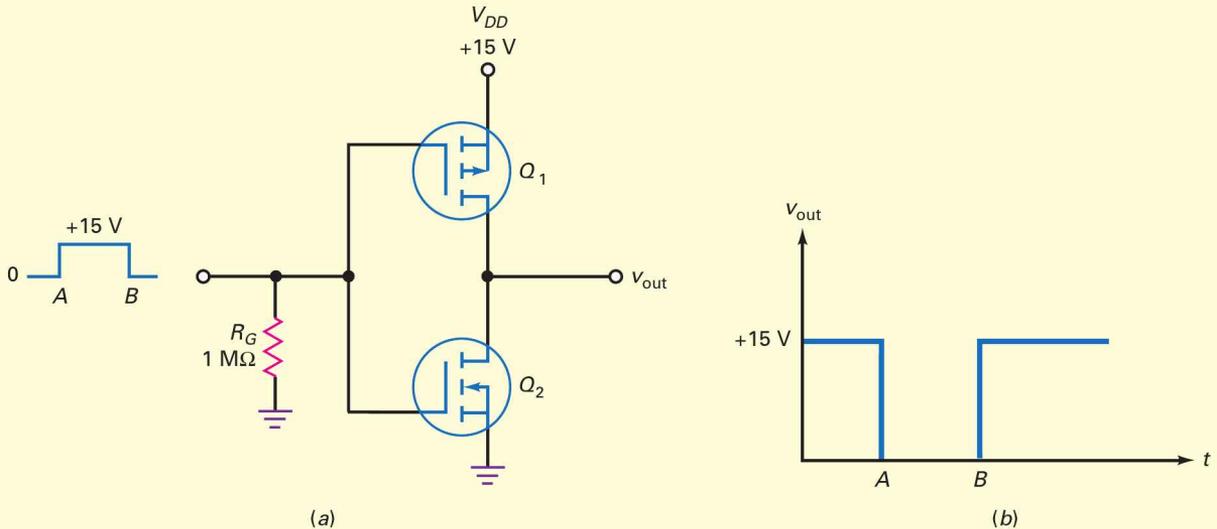


Figure 12.22

Réponse Le signal d'entrée est un signal rectangulaire qui bascule entre 0 et +15 V en A et entre +15 V et 0 en B. Avant le point A, Q_1 conduit et Q_2 est ouvert. Or Q_1 possède une résistance 100Ω , à comparer au $1 M\Omega$ de Q_2 ; la tension de sortie est élevée à +15 V.

Entre A et B, la tension d'entrée est +15 V, cela ouvre Q_1 et met Q_2 en conduction ; la faible résistance de Q_2 entraîne la tension de sortie aux environs de zéro. La figure 12.22b illustre la forme de la tension de sortie.

12.8 Avez-vous compris ? Reprendre la question 12.8 avec $V_{DD} = +10$ V et une impulsion $v_m = +10$ V entre A et B.

12.8 Les MOS de puissance

Dans l'étude précédente, nous avons considéré le E-MOSFET petit signal qui est un MOSFET basse puissance. Même si quelques E-MOSFET basse puissance sont des composants discrets, la grande majorité se trouvent dans les circuits intégrés (voir encart *À retenir* 12.1). Pour le EMOS de puissance, c'est différent ; avec lui, nous avons un composant discret largement utilisé dans les systèmes de commande des moteurs, lampes, lecteurs de disques, imprimantes, alimentation de puissance, etc. Dans ces applications, le MOSFET à enrichissement est nommé **MOS de puissance**.

12.8.1 Composants discrets

Les constructeurs produisent différents composants tels que les VMOS, TMOS, hexFET, « trench MOSFET » et les « waveFET ». Tous ces MOS de puissance utilisent différentes géométries de canal pour accroître leur puissance limite. Ils possèdent des gammes de courant de 1 A jusqu'à plus de 200 A, et des puissances maximales admissibles de 1 W à 500 W.

La figure 12.23a montre la structure électronique type d'un transistor MOSFET à enrichissement dans un circuit intégré. La source est sur la gauche de la figure, la grille au milieu et le drain sur la droite. Les électrons libres se déplacent dans la structure cristalline, horizontalement, de la source vers le drain lorsque la tension V_{GS} est supérieure à $V_{GS(th)}$. Cette structure horizontale limite le courant maximum car les électrons libres ne se déplacent qu'à travers la fine couche d'inversion, le canal, matérialisé sur la figure par le trait pointillé. Comme ce canal est très étroit, les circuits MOS conventionnels ont un courant drain limité, et relativement faible.

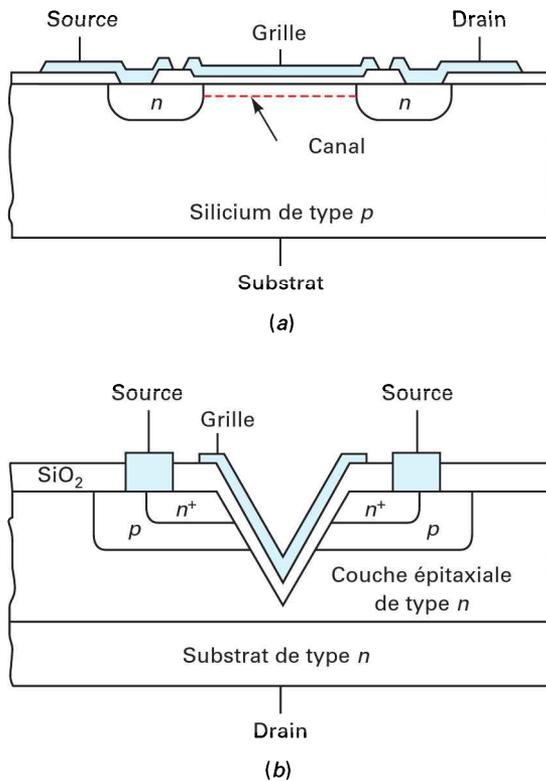


Figure 12.23
Structure d'un transistor MOS.
(a) MOSFET classique ;
(b) VMOS.

La figure 12.23b montre un **MOS à structure verticale**, le **VMOS**. Il dispose de deux sources qui sont normalement reliées. Quant au substrat il agit comme un drain. Lorsque la tension V_{GS} est supérieure à $V_{GS(th)}$ les électrons libres se déplacent verticalement des deux sources vers le drain. Étant donné que le canal est plus large que dans le MOS horizontal classique, et des deux côtés, le courant drain dans un VMOS est bien plus important. On utilise le plus souvent les VMOS comme transistors FET de puissance.

12.8.2 Éléments parasites

La figure 12.24a présente la structure d'un autre MOSFET de puissance à structure verticale appelé UMOSFET. Le composant implante une rainure en U au bas de la région de grille. Cette structure produit une densité de canal plus élevée qui réduit la résistance dans l'état passant.

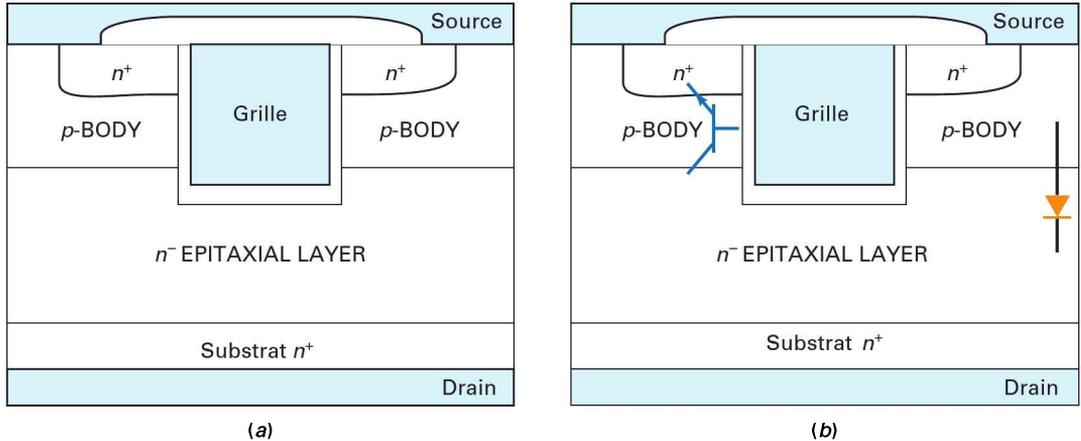


Figure 12.24 UMOSFET (a) Structure ; (b) éléments parasites.

Comme dans la plupart des autres MOSFET de puissance, la structure en quatre couches comprend des régions n^+ , p , n^- et n^+ . À cause de cette structure silicium multicouche, des éléments parasites existent. Un tel élément parasite est le transistor bipolaire npn entre la source et le drain. Comme montré dans la figure 12.24b, la région de substrat p devient la base, la région source n^+ devient le collecteur et la région drain de type n devient le collecteur.

Quelle est l'importance de cet effet ? Les versions les plus anciennes de MOSFET de puissance étaient sujettes à des pannes résultant de valeurs élevées des transitions montantes des tensions drain-source (dV/dt) et de transitions de tension. Quand cela intervient, la capacité de la jonction parasite base collecteur se charge rapidement. Ceci agit comme un courant base et rend passant le transistor parasite. Quand le transistor parasite devient soudainement passant, le composant va passer dans un état d'avalanche catastrophique. Le MOSFET sera détruit si le courant drain n est pas limité de l'extérieur. Pour empêcher le transistor bipolaire de devenir passant, la région source n^+ est reliée à la région de substrat p par une métallisation. Observez dans la figure 12.24b comment la région source est connectée à la fois aux couches de substrat n^+ et p . Cela court-circuite la jonction parasite base-émetteur, l'empêchant de devenir passante. Le résultat de la liaison de ces deux couches est la création d'une **diode de substrat parasite**, comme le montre la figure 12.24b.

La diode de substrat parasite antiparallèle de la plupart des MOSFET de puissance sera représentée avec le symbole de composant montré dans la figure 12.25a. Parfois, la diode de substrat sera dessinée comme une diode zener. À cause de sa grande surface de jonction, cette diode a un long temps de recouvrement inverse. Cela limite l'utilisation de la diode aux applications basse fréquence, comme les circuits de contrôle de moteurs, les convertisseurs demi-pont ou pont complet. Dans les applications haute fréquence, on met souvent en parallèle de la

diode parasite un rectifieur très rapide pour l'empêcher de devenir passante. Si elle peut devenir passante, les pertes de recouvrement inverse augmentent la dissipation de puissance des MOSFET.

Un MOSFET de puissance étant composé de plusieurs couches de semi-conducteurs, des capacités existeront pour chaque jonction pn . La figure 12.25b montre un modèle simplifié des capacités parasites d'un MOSFET de puissance. Les fiches techniques donneront souvent les capacités parasites d'un MOSFET comme la capacité d'entrée $C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$, la capacité de sortie $C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$ et la capacité de transfert inverse $C_{rss} = C_{gd}$. Chacune de ces valeurs est mesurée par les fabricants dans les conditions de court-circuit AC.

La charge et la décharge de ces capacités parasites a un effet direct sur les délais de mise en conduction ou de blocage, et sur la réponse fréquentielle globale du composant. Le délai de mise en conduction, $t_{d(on)}$ est le temps nécessaire pour charger la capacité d'entrée du MOSFET avant l'apparition d'un courant de drain non nul. De même, le délai de blocage $t_{d(off)}$ est le temps nécessaire pour décharger la capacité après que le composant soit bloqué. Dans les circuits de commutation haute vitesse, des circuits d'attaque spéciaux doivent être utilisés pour charger et décharger rapidement ces capacités.

L'encart *À retenir* 12.2 donne un échantillonnage des MOS de puissance disponibles dans le commerce. Remarquez la tension $V_{GS(on)}$ de 10 V pour tous ces composants. À cause de leurs dimensions géométriques nettement plus grandes, ils nécessitent des valeurs de $V_{GS(on)}$ importantes pour fonctionner en région ohmique. Les gammes de puissances sont aussi appréciables, capables de supporter des applications de fortes puissances telles que la commande embarquée, l'éclairage et le chauffage.

L'étude du montage d'un MOS de puissance est la même que celle d'un MOS petit signal. Soumis à une tension $V_{GS(on)}$ égale à 10 V, il présente une faible résistance $R_{DS(on)}$ dans la région ohmique. Comme précédemment, un courant $I_{D(sat)}$ inférieur à $I_{D(on)}$ quand $V_{GS} = V_{GS(on)}$ garantit la polarisation du composant dans la région ohmique et un comportement identique à celui d'une petite résistance.

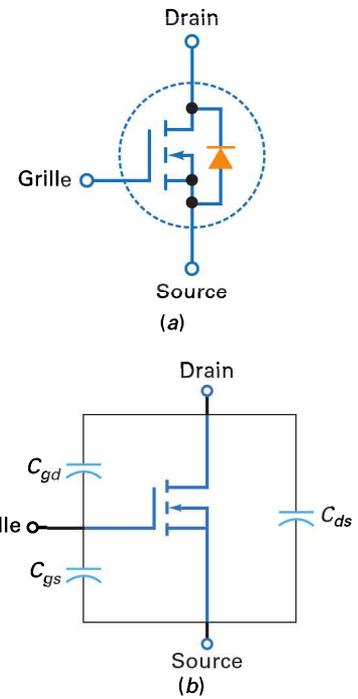


Figure 12.25
MOSFET de puissance :
(a) symbole avec la diode de substrat ;
(b) capacités parasites

À RETENIR 12.2 – Modèles de MOS de puissance

Composant	$V_{GS(on)}$ (V)	$I_{D(on)}$ (A)	$R_{DS(on)}$ (Ω)	$I_{D(max)}$ (A)	$P_{D(max)}$ (W)
MTP4N80E	10	2	1,95	4	125
MTV10N100E	10	5	1,07	10	250
MTW24N40E	10	12	0,13	24	250
MTW45N10E	10	22,5	0,035	45	180
MTE125N20E	10	62,5	0,012	125	460

12.8.3 Absence d'emballage thermique

Le transistor bipolaire peut être détruit par un *emballement thermique*. Le problème vient du coefficient de température négatif de la tension V_{BE} . Quand la température

Bon à Savoir

Dans beaucoup de cas, des composants bipolaires et des composants MOS sont utilisés dans le même circuit électronique. Un circuit d'interface connecte la sortie d'un circuit à l'entrée du suivant ; sa fonction est de récupérer le signal de sortie de commande et de l'adapter pour qu'il soit compatible avec les contraintes de la charge.

interne augmente, la tension V_{BE} diminue, ce qui augmente le courant collecteur, engendre une augmentation de température qui diminue encore plus la tension V_{BE} . Si le refroidissement du transistor n'est pas suffisant, celui-ci entre dans un emballement thermique qui le mène à sa destruction.

Une qualité essentielle des MOS de puissance par rapport aux transistors bipolaires est leur absence d'emballement thermique. La résistance $R_{DS(on)}$ d'un MOSFET possède un coefficient de température positif. Lorsque la température interne augmente, $R_{DS(on)}$ augmente et le courant drain diminue, entraînant une baisse de la température. Par conséquent, les MOS de puissance sont fondamentalement stables en température et ne peuvent présenter d'emballement thermique.

12.8.4 MOS de puissance en parallèle

Les transistors bipolaires ne peuvent pas être connectés en parallèle car leurs chutes de tension V_{BE} ne se ressemblent pas suffisamment. Si vous essayez d'en monter en parallèle, il survient un *accaparement de courant*. Le transistor qui a la plus petite tension V_{BE} prend plus de courant collecteur que les autres.

Les MOS en parallèle ne souffrent pas de ce défaut. Si l'un d'eux essaye de prendre trop de courant, sa température interne va augmenter. Cela va accroître sa résistance $R_{DS(on)}$ et réduire son courant drain. L'effet global est que tous les transistors MOS montés en parallèle possèdent le même courant.

12.8.5 Commutation plus rapide

Nous avons vu que dans le transistor bipolaire les porteurs minoritaires sont stockés au voisinage des jonctions pendant la polarisation directe. Quand vous voulez bloquer un transistor (off), ces charges stockées s'écoulent pendant un certain temps, empêchant une commutation rapide. Or le MOS de puissance ne présente pas de charges minoritaires, il peut couper un fort courant beaucoup plus rapidement que ne peut le faire un transistor bipolaire. Typiquement, un transistor MOS de puissance peut couper un courant de plusieurs ampères en quelques dizaines de nanosecondes, c'est 10 à 100 fois plus rapide que le transistor bipolaire correspondant.

12.8.6 MOS de puissance en interface

Les CI numériques sont des dispositifs de faible puissance car ils ne fournissent que des petits courants dans la charge. Si nous voulons utiliser la sortie d'un circuit numérique pour commander un courant de charge important, nous devons utiliser un MOS de puissance comme **interface** (appareil B qui permet à un appareil A de communiquer avec ou de contrôler un appareil C).

La figure 12.26 montre comment un circuit numérique peut commander une charge de puissance. La sortie du CI numérique commande la grille d'un MOS de puissance. Quand la sortie numérique est au niveau haut, le MOS se comporte comme un interrupteur fermé ; lorsqu'elle est au niveau bas, le MOS est un interrupteur ouvert. L'interfaçage d'un CI numérique (EMOS et CMOS petits signaux) avec une charge de puissance est l'une des applications les plus courantes des MOS de puissance.

La figure 12.27 est un exemple de CI numérique commandant une charge de forte puissance. Lorsque la sortie du CMOS est haute, le MOS de puissance est équivalent à un interrupteur fermé ; l'enroulement du moteur à 12 V à ses bornes, le moteur démarre. Lorsque la sortie est basse, le MOS est ouvert et le moteur s'arrête.

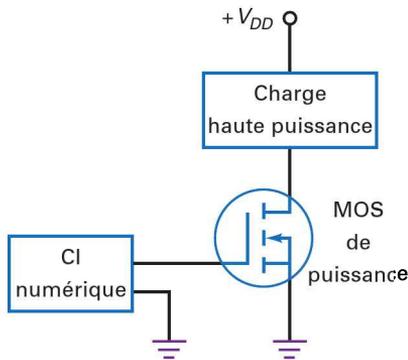


Figure 12.26

MOS de puissance en interface entre un CI numérique et une charge de forte puissance.

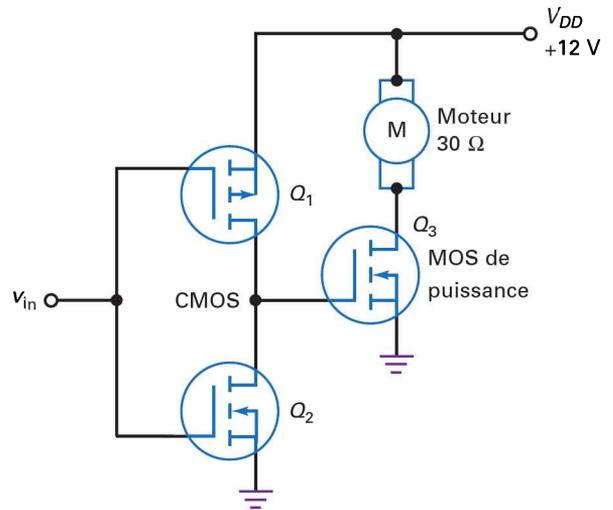


Figure 12.27

Emploi d'un MOS de puissance pour la commande d'un moteur.

12.8.7 Convertisseur continu-alternatif (DC-AC)

Lorsque le secteur présente une soudaine coupure, les ordinateurs arrêtent les calculs et les données sont perdues. Une solution consiste à utiliser une **alimentation sans coupure** (UPS : *Uninterruptible Power Supply*). Elle comporte une batterie et un convertisseur continu-alternatif (DC-AC). Le principe est de transformer la tension continue d'une batterie en tension alternative pour alimenter l'ordinateur lors d'une coupure de réseau.

La figure 12.28 représente un **convertisseur continu-alternatif**, c'est le concept fondamental de l'alimentation permanente. Lorsque le réseau se coupe, d'autres circuits (amplis op envisagés plus tard) s'activent et engendrent un signal rectangulaire sur la grille. Celui-ci commute le MOS de puissance entre ouvert et fermé, et un signal rectangulaire apparaît sur les enroulements du transformateur. Alors, le secondaire peut donner la tension alternative nécessaire au fonctionnement de l'ordinateur. Une alimentation sans coupure commerciale est plus complexe que cela, mais le principe de la conversion d'une tension continue en une tension alternative reste le même.

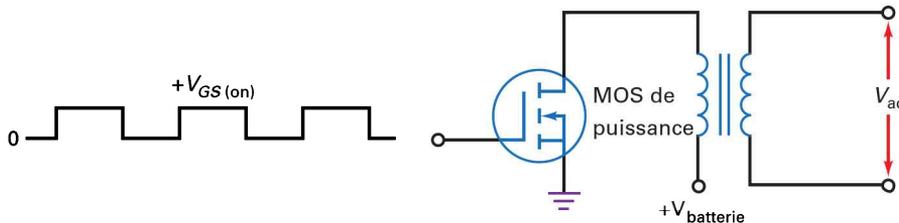


Figure 12.28
Convertisseur DC-AC rudimentaire.

12.8.8 Convertisseur continu-continu (DC-DC)

Sur la figure 12.29 nous voyons un **convertisseur continu-continu**, il transforme une tension continue d'entrée en une autre tension continue plus haute ou plus basse à la sortie. Le MOS de puissance bascule ouvert-fermé et engendre une tension alternative dans le secondaire du transformateur. Le redresseur simple alternance avec filtrage par condensateur en tête reconstitue une tension continue de sortie V_{out} .

En utilisant différents rapports de transformation, nous obtenons des tensions de sortie plus hautes ou plus basses que la tension d'entrée V_{in} . Pour obtenir une faible ondulation, nous utilisons un redressement double alternance ou en pont de diodes.

Le convertisseur DC-DC est l'une des parties les plus importantes d'un circuit de commutation, ou d'une alimentation à découpage. Nous l'analysons en détail au chapitre 22.

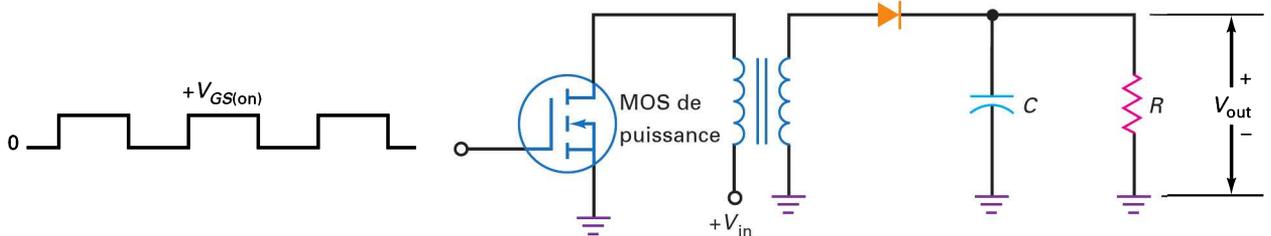


Figure 12.29 Convertisseur DC-DC rudimentaire.

Question 12.9

Quel est le courant dans l'enroulement du moteur de la figure 12.30 ?

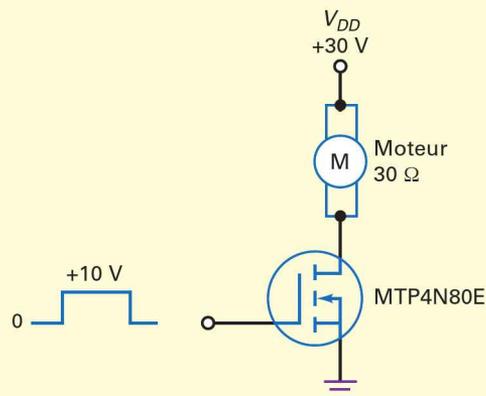


Figure 12.30
Commande de moteur.

Réponse L'encart *À retenir* 12.2 indique $V_{GS(on)} = 10 \text{ V}$, $I_{D(on)} = 2 \text{ A}$, $R_{DS(on)} = 1,95 \Omega$ pour le MOS de puissance MTP4N80E. Sur la figure 12.30, le courant de saturation est :

$$I_{D(\text{sat})} = \frac{30 \text{ V}}{30 \Omega} = 1 \text{ A}$$

Puisqu'il est inférieur à 2 A, le MOS de puissance est équivalent à une résistance $1,95 \Omega$. Idéalement, le courant dans le moteur est égal à 1 A ; en tenant compte des $1,95 \Omega$, le courant est :

$$I_D = \frac{30 \text{ V}}{30 \Omega + 1,95 \Omega} = 0,939 \text{ A}$$

12.9 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 12.9 en utilisant un transistor MTW24N40E dont les caractéristiques sont présentées dans l'encart *À retenir* 12.2.

Question 12.10

Pendant la journée, la photodiode de la figure 12.31 est fortement conductrice et la tension grille est basse. Pendant la nuit, la photodiode est « off » et la tension grille monte à +10 V. Donc, le montage allume automatiquement la lampe la nuit. Quel est le courant dans la lampe ?

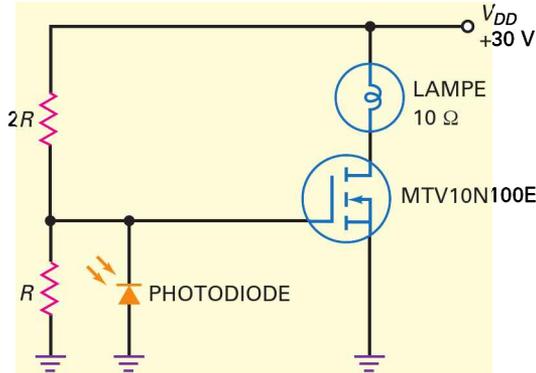


Figure 12.31
Allumage automatique.

Réponse Pour le MOS de puissance MTV10N100E, l'encart *À retenir* 12.2 indique $V_{GS(on)} = 10\text{ V}$, $I_{D(on)} = 5\text{ A}$ et $R_{DS(on)} = 1,07\ \Omega$. D'après la figure 12.31, le courant de saturation vaut :

$$I_{D(sat)} = \frac{30\text{ V}}{10\ \Omega} = 3\text{ A}$$

Puisqu'il est inférieur à 5 A, le MOS de puissance est équivalent à une résistance $1,07\ \Omega$ et le courant dans la lampe vaut :

$$I_D = \frac{30\text{ V}}{10\ \Omega + 1,07\ \Omega} = 2,71\text{ A}$$

Question 12.11

Le montage de la figure 12.32 remplit automatiquement une piscine quand le niveau de l'eau est trop bas. Si celui-ci est au-dessous des deux sondes métalliques, la tension grille est 10 V, le MOS de puissance conduit, la vanne est ouverte et la piscine se remplit.

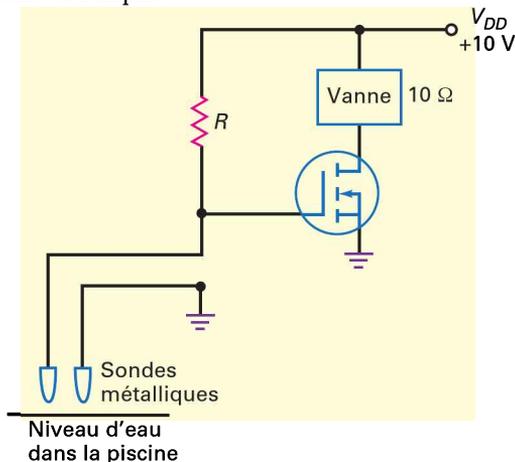


Figure 12.32
Remplissage automatique de piscine.

Quand le niveau de l'eau atteint les sondes, la résistance entre celles-ci est faible car l'eau conduit bien. Dans ces conditions, la tension grille est basse, le MOS de puissance s'ouvre et le ressort ferme la vanne.

Quel est le courant dans la vanne de la figure 12.32 si le MOS de puissance présente une résistance $R_{DS(on)} = 0,5 \Omega$ dans sa région ohmique ?

Réponse Le courant dans la vanne est :

$$I_D = \frac{10 \text{ V}}{10 \Omega + 0,5 \Omega} = 0,952 \text{ A}$$

Question 12.12

Que fait le montage de la figure 12.33a ? Que vaut la constante de temps RC ? Quelle est la puissance de la lampe en plein allumage ?

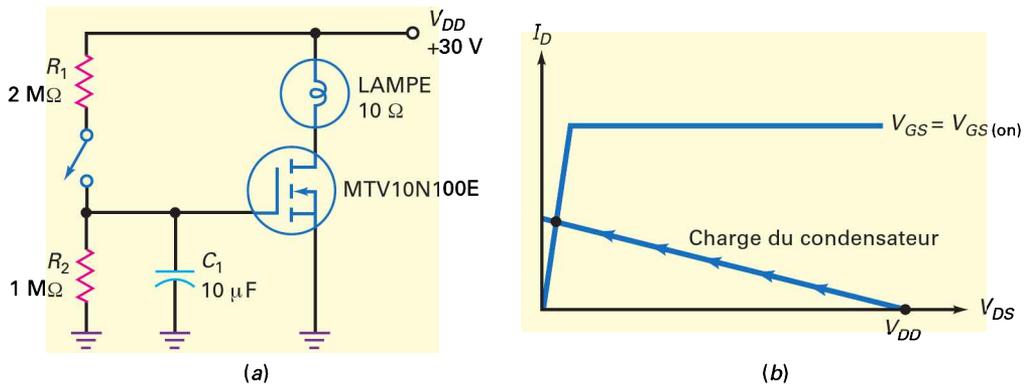


Figure 12.33 Allumage progressif d'une lampe.

Réponse Quand l'interrupteur manuel est fermé, la forte capacité du condensateur se charge lentement à 10 V. Lorsque la tension grille dépasse $V_{GS(th)}$, le MOS de puissance devient conducteur. Comme cette tension varie lentement, le point de fonctionnement passe lentement dans la région active (figure 12.33b), et la lampe s'allume graduellement. Quand le point de fonctionnement a atteint la région ohmique, l'éclairage de la lampe est maximal. L'effet global est un *allumage progressif* de la lampe.

La résistance de Thévenin du circuit vu par le condensateur est :

$$R_{TH} = 2 \text{ M}\Omega \parallel 1 \text{ M}\Omega = 667 \text{ k}\Omega$$

La constante de temps RC vaut :

$$RC = (667 \text{ k}\Omega)(10 \mu\text{F}) = 6,67 \text{ s}$$

Dans l'encart *À retenir* 12.2, la résistance $R_{DS(on)}$ du MOS de puissance MTV10N100E est $1,07 \Omega$. Le courant dans la lampe est alors :

$$I_D = \frac{30 \text{ V}}{10 \Omega + 1,07 \Omega} = 2,71 \text{ A}$$

et la puissance vaut :

$$P = (2,71 \text{ A})^2 (10 \Omega) = 73,4 \text{ W}$$

12.9 Commutateurs de charge MOSFET haut potentiel

Les **commutateurs de charge haut potentiel** sont utilisés pour connecter ou déconnecter une source de puissance à la charge correspondante. Alors qu'un commutateur de puissance haut potentiel est utilisé pour contrôler la quantité de puissance de sortie en limitant son courant de sortie, un commutateur de charge haut potentiel passe la tension d'entrée et le courant à la charge sans la fonction de limitation de courant. Les commutateurs de charge haut potentiel permettent pour les systèmes alimentés par batterie, comme les ordinateurs portables, les téléphones portables et les consoles de jeux portatives, de gérer proprement la gestion de la puissance en activant et désactivant les sous-circuits du système de manière à augmenter la durée de vie de la batterie.

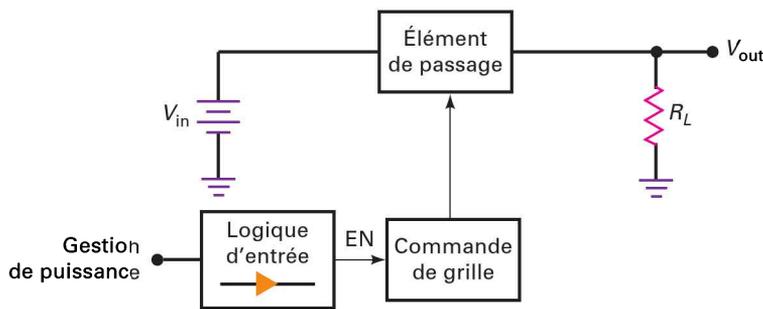


Figure 12.34
Blocs d'un circuit de commutateur de charge.

La figure 12.34 montre les blocs de circuit principaux d'un commutateur de charge. Il comporte un élément de transfert, un bloc de commande de grille et un bloc logique en entrée. L'élément de transfert est généralement un E-MOSFET de puissance canal n ou canal p . On préfère le MOSFET canal n pour les applications à haut courant en utilisant la mobilité de canal plus importante (électrons). Il en résulte un $R_{DS(on)}$ plus faible et une capacité de grille plus faible pour la même surface de puce FET. Le MOSFET canal p a l'avantage d'utiliser un bloc de commande de grille simple. Le bloc de contrôle de grille génère la tension de grille adéquate pour que l'élément de transfert soit parfaitement passant ou bloqué. Le bloc logique d'entrée est contrôlé par un circuit de gestion de puissance, souvent un microcontrôleur et génère le signal d'activation EN utilisé pour déclencher le bloc de contrôle de grille.

12.9.1 Commutateur de charge canal p

La figure 12.35 présente un circuit simple de commutation de charge canal p . Le MOSFET de puissance canal p a sa source connectée directement à la tension d'entrée V_m et le drain est connecté à la charge. Pour rendre passant le commutateur de charge canal p , la tension de grille doit être inférieure à V_m , pour que le transistor soit polarisé dans la région ohmique et ait une valeur $R_{DS(on)}$ faible. Cette condition est satisfaite quand :

$$V_G \leq V_m - |V_{GS(on)}| \quad (12.7)$$

Le $V_{GS(on)}$ d'un MOSFET canal p ayant une valeur négative, la relation (12.7) utilise la valeur absolue de $V_{GS(on)}$.

Dans la figure 12.35, un signal d'activation en entrée EN est généré à partir du circuit de commande de la gestion de puissance du système. Ce circuit attaque

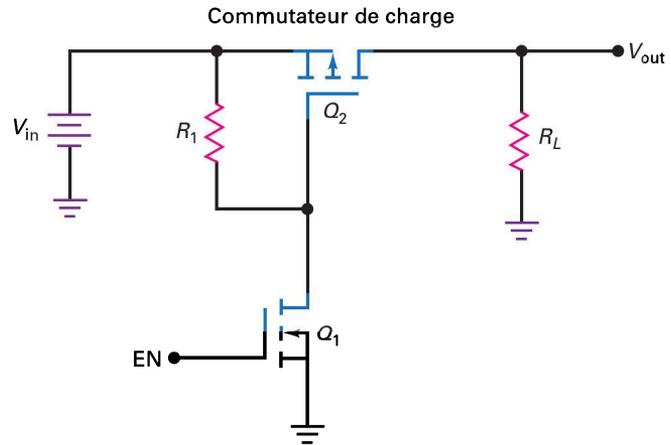


Figure 12.35
Commutateur de charge canal p .

la grille d'un MOSFET canal n petit signal. Quand $EN \geq V_{GS(on)}$, le signal d'entrée Haut rend Q_1 passant, ce qui tire la grille du transistor de passage à la masse, et le commutateur de charge Q_2 devient passant.

Si la résistance $R_{DS(on)}$ de Q_2 est très faible, presque toute la tension V_{in} est transférée à la charge. Tout le courant de charge traversant le transistor de passage, la tension de sortie est

$$V_{out} = V_{in} - (I_{load})(R_{DS(on)}) \quad (12.8)$$

Quand EN est Bas, ($< V_{GS(th)}$), Q_1 se bloque. La grille de Q_2 monte à V_{in} à travers R_1 et le commutateur de charge se bloque. V_{out} est maintenant environ zéro volt.

12.9.2 Commutateur de charge canal n

La figure 12.36 présente un commutateur de charge canal n . Avec cette configuration, le drain du commutateur de charge Q_2 est connecté à la tension d'entrée V_{in} et la broche source est connectée à la charge. Q_1 est utilisé pour rendre totalement passant ou bloqué l'élément de passage Q_2 . À nouveau, un signal logique provenant du circuit de gestion de puissance du système est utilisé pour déclencher le bloc de commande de la grille.

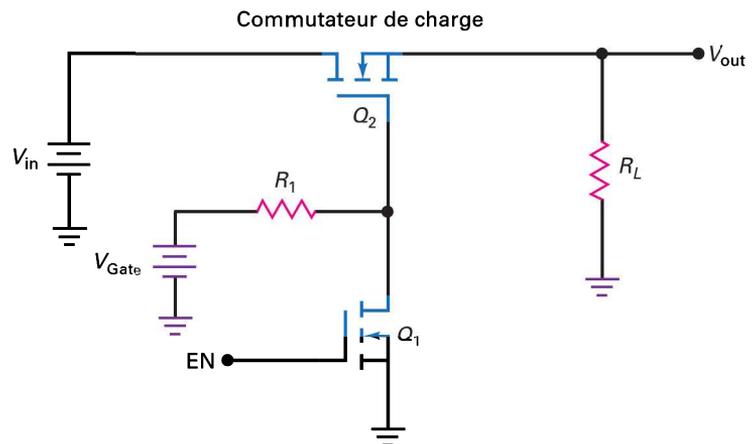


Figure 12.36
Commutateur de charge canal n .

À quoi sert donc la source de tension séparée V_{Gate} ? Quand le commutateur de charge devient passant, presque toute la tension V_{in} est transférée à la charge. La

broche source étant connectée à la charge, V_s est maintenant égal à V_{in} . Pour que la commutateur de charge Q_2 devienne totalement passant avec la faible valeur de $R_{DS(on)}$, V_G doit être supérieur à V_{out} d'une valeur supérieure ou égale à la valeur de $V_{GS(on)}$. Donc :

$$V_G \geq V_{out} - V_{GS(on)} \quad (12.9)$$

Le rail d'alimentation supplémentaire V_{Gate} est nécessaire pour décaler V_G au-dessus du niveau de V_{out} . Dans certains systèmes, le rail d'alimentation supplémentaire est dérivé soit de la source V_{in} soit du signal EN en utilisant un circuit spécial appelé *pompe de charge*. Le coût du rail d'alimentation supplémentaire est compensé par la capacité du circuit à passer des tensions d'entrées faibles, proches de zéro volt et de diminuer les pertes de V_{DS} .

Dans la figure 12.36, quand le signal d'entrée EN est bas, Q_1 est bloqué. La grille de Q_2 s'élève au niveau du rail V_{Gate} . Q_2 devient passant et transfère presque toute la tension V_{in} à la charge. La grille de Q_2 respectant la relation $V_G \geq V_{out} - V_{GS(on)}$, Q_2 reste totalement passant.

Quand le signal EN passe à Haut, Q_1 devient passant et la broche de drain passe à environ zéro volt. Cela bloque Q_2 et la tension de sortie à travers la charge est zéro volt.

12.9.3 Autres considérations

Pour étendre la durée de vie de la batterie des systèmes portables, l'efficacité du commutateur est cruciale. Tout le courant de charge traversant le MOSFET de passage, ce dernier devient la cause principale de perte de puissance. C'est montré par la relation :

$$P_{Loss} = (I_{Load})^2(R_{DS(on)}) \quad (12.10)$$

Pour une surface donnée de semi-conducteur, la valeur $R_{DS(on)}$ d'un MOSFET canal n peut être deux à trois fois plus petite que celle d'un MOSFET canal p . Donc, d'après la relation (12.10), ses pertes de puissance sont moindres. C'est particulièrement vrai pour les courants de charge importants. Le composant canal p a l'avantage de ne pas nécessiter le rail de tension supplémentaire nécessaire pour que le transistor de passage reste passant quand il conduit. Ceci devient important quand il doit transférer une tension importante.

La vitesse de la transition vers passant ou bloqué du commutateur de charge est un autre point important, notamment quand il est connecté à une charge capacitive, comme montré dans la figure 12.37. Avant que la commutateur de charge devienne passant, la tension à travers la charge est zéro volt. Quand le commutateur de charge passe la tension d'entrée à la charge capacitive, un appel de courant charge C_L . Ce haut niveau de courant, appelé courant d'appel, a potentiellement des effets négatifs. Premièrement, le haut courant d'appel doit traverser le transistor de passage et peut endommager le commutateur de charge ou raccourcir sa durée de vie. Ensuite, le courant d'appel peut créer un pic négatif ou une chute de la tension d'alimentation d'entrée. Cela peut poser des problèmes pour d'autres sous-circuits qui sont connectés à la même source V_{in} .

Dans la figure 12.37, R_2 et C_1 sont utilisés pour créer une fonction de « démarrage doux » pour atténuer ces effets. Les composants supplémentaires permettent à la tension de grille sur le transistor de passage de monter avec une pente contrôlée pour réduire le courant d'appel. De même, lorsque le commutateur de charge se bloque brutalement, les charges de la charge capacitive ne s'évacuent pas instantanément. Cela peut provoquer une déconnexion incomplète de la charge.

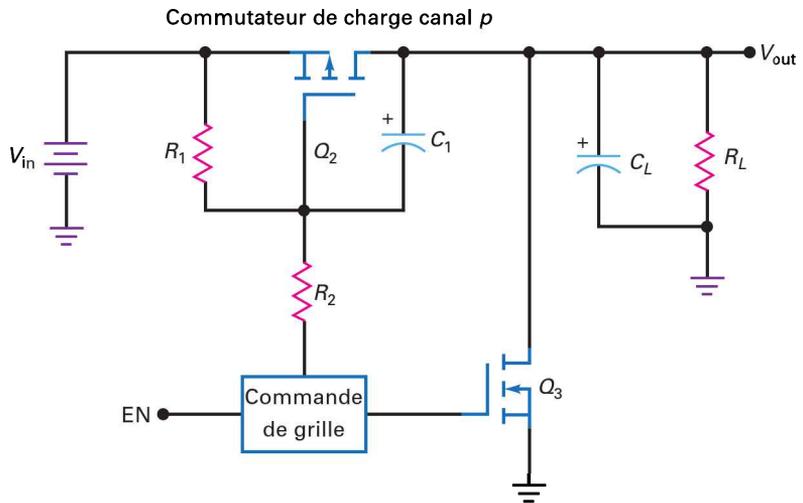


Figure 12.37
Commutateur de charge
avec charge capacitive

Pour surmonter cela, le bloc de commande de la grille peut fournir un signal utilisé pour activer un transistor Q_3 de décharge de la charge active, comme montré dans la figure 12.37. Ce transistor déchargera la charge capacitive lorsque le transistor de passage devient bloqué. Q_1 est inclus dans le bloc de commande.

La plupart des composants commutateur de charge haut potentiel peuvent être intégrés dans des boîtiers montés en surface de petite taille. Cela diminue de beaucoup la place nécessaire sur une carte de circuit.

Questions 12.13

Dans la figure 12.38, quelle est la tension de sortie, la puissance de charge et la perte de puissance du transistor de passage MOSFET quand le signal EN est 3,5 V et quand il est 0 V ? Utilisez une valeur 50 mΩ pour $R_{DS(on)}$ de Q_2 .

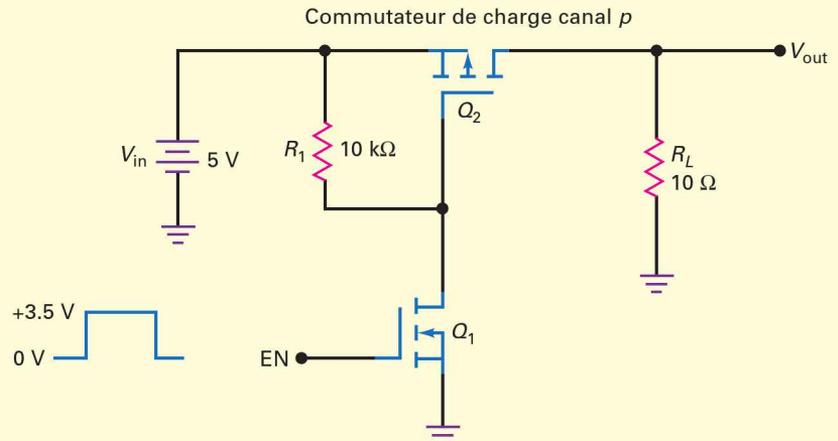


Figure 12.38
Exemple de commutateur
de charge

Réponse Quand $EN = +3,5$ V, Q_1 est passant. Cela tire la grille de Q_2 à la masse. Maintenant, V_{GS} de Q_2 est environ -5 V. Le transistor de passage est passant avec une valeur de 50 mΩ pour $R_{DS(on)}$.

$$I_{\text{Load}} = \frac{V_m}{R_{DS(ON)} + R_L} = \frac{5V}{50 \text{ m}\Omega + 10 \Omega} = 498 \text{ mA}$$

En utilisant la relation (12.8) pour trouver V_{out}

$$V_{\text{out}} = 5 \text{ V} - (498 \text{ mA})(50 \text{ m}\Omega) = 4,98 \text{ V}$$

La puissance fournie à la charge est :

$$P_L = (I_L)(V_L) = (498 \text{ mA})(4,98 \text{ V}) = 2,48 \text{ W}$$

Avec la relation (12.10)

$$P_{\text{Loss}} = (498 \text{ mA})^2(50 \text{ m}\Omega) = 12,4 \text{ mW}$$

Quand $EN = 0 \text{ V}$, Q_1 est bloqué. Il en résulte 5 V sur la grille de Q_2 , ce qui bloque le transistor de passage. La tension de charge en sortie, la puissance de la charge en sortie et la perte de puissance du transistor de passage sont toutes égales à zéro.

12.13 Avez-vous compris ? Dans la figure 12.38, la résistance de charge devient 1 Ω . Quelle est la tension de sortie, la puissance de charge de sortie et la perte de puissance du transistor de passage MOSFET quand le signal EN est 3,5 V ?

12.10 Pont en H MOSFET

Un circuit pont en H simplifié est composé de quatre commutateurs électroniques (ou mécaniques). Deux commutateurs sont connectés de chaque côté, et la charge est placée entre les points milieux de chaque côté. Comme montré dans la figure 12.39(a), cette configuration forme une lettre H, d'où le nom. Cette configuration est parfois appelée un pont complet, par opposition aux applications qui utilisent seulement un côté du pont, alors appelé demi-pont. S_1 et S_3 sont les *commutateurs du haut* alors que S_2 et S_4 sont les *commutateurs du bas*. En contrôlant les commutateurs individuels, le courant traversant la charge peut varier à la fois en direction et en intensité.

Dans la figure 12.39(b), les commutateurs S_1 et S_4 sont fermés. Le courant traverse donc la charge résistive de la gauche vers la droite. En ouvrant S_1 et S_4 et en fermant S_2 et S_3 , le courant traverse la charge dans la direction opposée, comme le montre la figure 12.39(c). L'intensité du courant de charge peut être modifiée en ajustant le niveau +V de tension appliqué, ou mieux, en contrôlant les durées d'ouverture/fermeture des différents commutateurs. Si deux commutateurs sont fermés (passants) la moitié du temps et ouverts (bloqués) la moitié du temps, on obtient un rapport cyclique de 50 % qui diminue de moitié le niveau de courant total normal dans la charge. Contrôler les durées passant/bloqué contrôle effectivement le rapport cyclique des commutateurs et est appelé le contrôle de modulation de la largeur de l'impulsion (PWM). On doit faire attention à ne pas avoir la fermeture simultanée des deux commutateurs d'un côté du pont. Par exemple, si S_1 et S_2 étaient fermés en même temps, cela provoquerait un flux de courant élevé traversant les commutateurs de +V à la masse. Ce courant de *court-circuit* pourrait endommager soit les commutateurs soit la source de puissance.

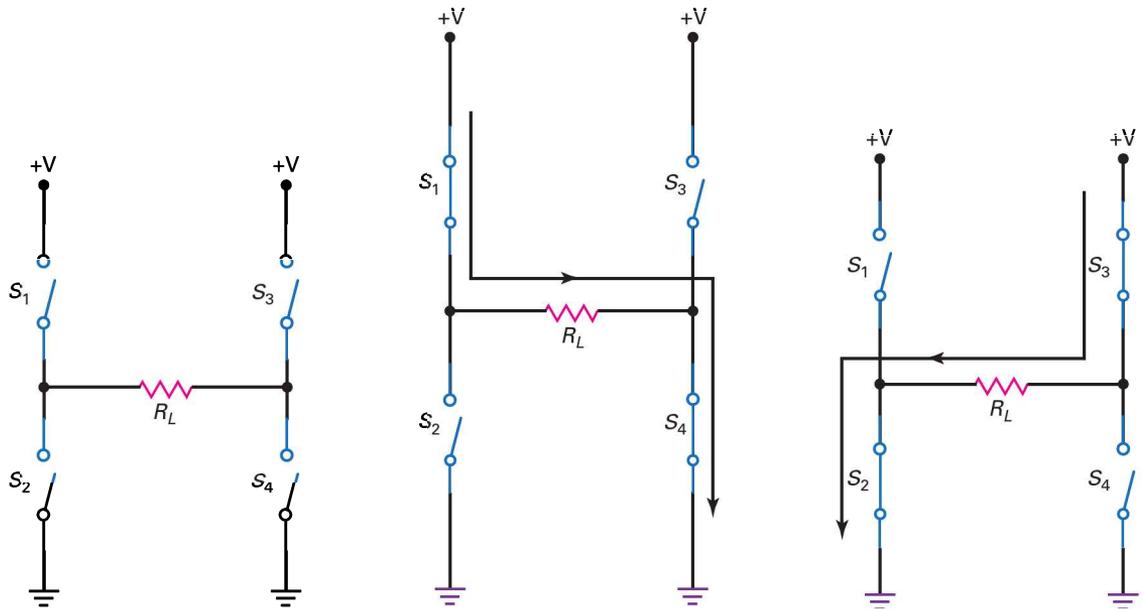


Figure 12.39
 (a) Configuration « H » ;
 (b) courant de gauche à droite ;
 (c) courant de droite à gauche

Dans la figure 12.40, la résistance de charge a été remplacée par un moteur continu et chaque côté utilise une source +V commune. Le sens de rotation et la vitesse du moteur sont contrôlés par les commutateurs. L'encart *À retenir* 12.3 montre différentes configurations utiles des commutateurs pouvant être employées pour contrôler le moteur. Quand tous les commutateurs sont ouverts, le moteur est arrêté. Si cette situation intervient lorsque le moteur est déjà en marche, le moteur va s'arrêter ou continuer en *roue libre*. La fermeture appropriée de chaque paire de commutateurs des côtés haut et bas change le sens de rotation du moteur. Avec S_1 et S_4 fermés et S_2 et S_3 ouverts, le sens de rotation du moteur est vers l'avant. Avec S_2 et S_3 fermés et S_1 et S_4 ouverts, le sens de rotation du moteur est vers l'arrière. Quand le moteur tourne, les commutateurs des paires du haut ou du bas peuvent être fermés. Le moteur étant toujours en rotation, la tension qu'il génère agit effectivement comme un frein dynamique pour arrêter rapidement le moteur.

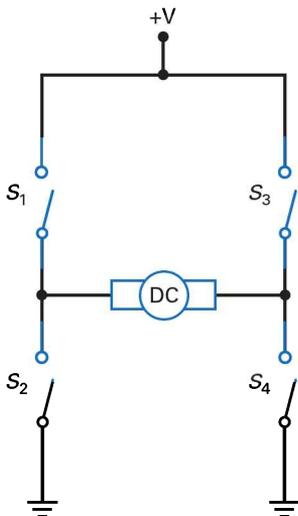


Figure 12.40
 Pont en H avec un moteur continu

À RETENIR 12.3 – Modes de fonctionnement

S_1	S_2	S_3	S_4	Mode du moteur
Ouvert	Ouvert	Ouvert	Ouvert	Moteur arrêté (roue libre)
Fermé	Ouvert	Ouvert	Fermé	Vers avant
Ouvert	Fermé	Fermé	Ouvert	Vers arrière
Fermé	Ouvert	Fermé	Ouvert	Frein dynamique
Ouvert	Fermé	Ouvert	Fermé	Frein dynamique

12.10.1 Pont en H en circuits discrets

Dans la figure 12.41, les commutateurs simples d'un pont en H ont été remplacés par des E-MOSFET de puissance discrets canal p et canal n . Bien que des transistors bipolaires puissent être utilisés, les E-MOSFET de puissance ont un

contrôle d'entrée moins compliqué, des vitesses de commutations plus rapides et ressemblent beaucoup plus à un commutateur idéal. Les deux commutateurs du haut Q_1 et Q_3 sont des MOSFET canal p alors que les deux commutateurs du bas Q_2 et Q_4 sont des MOSFET canal n . Les commutateurs du haut ayant leur broche source connectée à la tension d'alimentation positive, chaque composant canal p a le bon mode de fonctionnement lorsque leur tension de grille V_G est inférieure à V_S pour satisfaire la contrainte $-V_{GS(on)}$. Les MOSFET du haut peuvent être bloqués quand leur tension de grille est égale à leur tension de source. Les deux commutateurs du bas Q_2 et Q_4 sont des MOSFET canal n . Leurs broches de drain sont connectées à la charge et les broches de source connectées à la masse. Ils sont passants quand la contrainte $V_{GS(on)}$ est satisfaite.

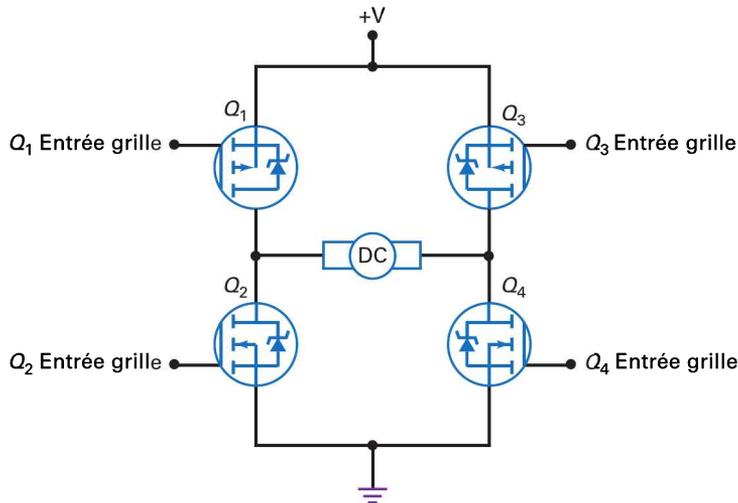


Figure 12.41
Commutateurs canal p haut
potentiel en circuits discrets

Dans les applications de haute puissance, les MOSFET canal p du haut sont souvent remplacés par des MOSFET canal n comme dans la figure 12.42. Les MOSFET canal n ont une valeur de résistance $R_{DS(on)}$ plus petite et il y a moins de pertes de puissances. Le MOSFET canal n a aussi des vitesses de commutation plus

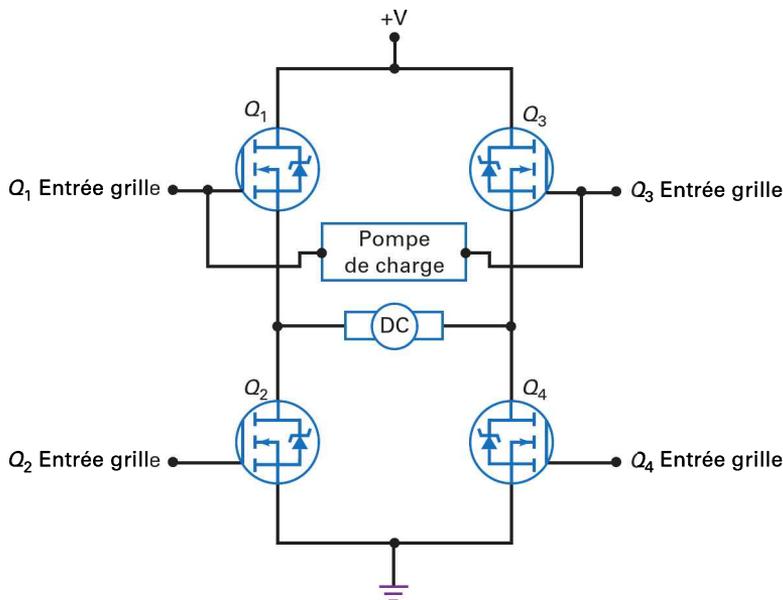


Figure 12.42
Commutateurs canal n haut
potentiel en circuits discrets.

grandes. C'est particulièrement important quand on utilise un contrôle PWM haute vitesse. Quand des MOSFET canal n sont utilisés comme commutateurs du haut, ils nécessitent des circuits supplémentaires pour fournir une tension d'attaque de grille plus élevée que la tension d'alimentation positive connectée à leurs broches de drain. Ceci nécessite une pompe de charge ou une tension suiveuse (*boot-strapped*) pour qu'ils soient totalement passants.

Bien que l'utilisation d'un pont en H MOSFET en circuits discrets semble une solution simple, son implémentation n'est pas simple. Les MOSFET ayant une capacité de grille d'entrée C_{iss} , il y aura un retard pour rendre passant ou bloqué le FET de puissance. Les circuits de commande de grille doivent être capables d'interpréter les signaux de contrôle de la logique d'entrée et fournir suffisamment de courant d'attaque de grille pour charger ou décharger rapidement la capacité d'entrée du MOSFET. Quand on change le sens de rotation du moteur ou quand on réalise un freinage dynamique, le délai est important pour que les MOSFET concernés se bloquent totalement avant que les autres MOSFET deviennent passants. Autrement, des pics de courant endommageront les MOSFET. D'autres considérations doivent être prises en compte, comme la protection contre les courts-circuits en sortie, les variations de l'alimentation +V et les surchauffes des MOSFET de puissance.

12.10.2 Pont en H monolithique

Un pont en H monolithique est un circuit intégré spécial qui combine la logique de contrôle interne, la commande de grille, la pompe de charge et les MOSFET de puissance sur un seul substrat silicium. La figure 12.43(a) présente le boîtier de puissance monté en surface pour un pont en H intégré MC33886. Tous les composants internes nécessaires étant fabriqués dans le même boîtier, il est beaucoup plus facile d'obtenir les circuits de commande de grille nécessaires, de bien équilibrer les circuits d'attaque de sortie et d'intégrer les circuits de protection essentiels.

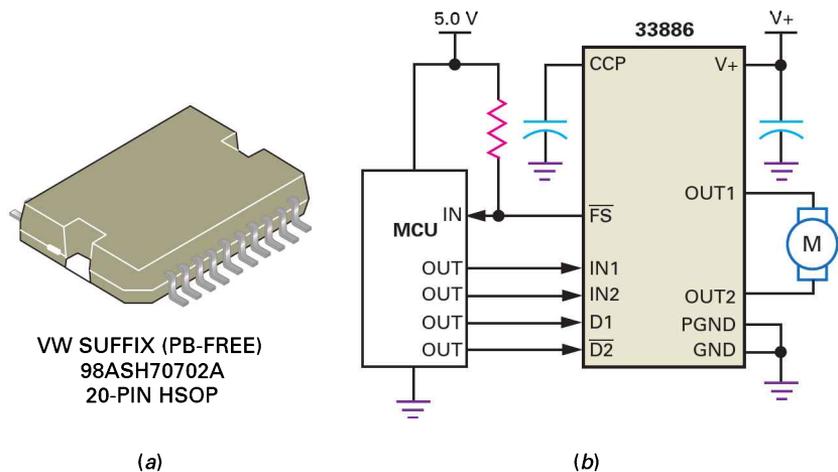


Figure 12.43
 (a) Boîtier ;
 (b) Schéma simplifié.
 (Copyright 2014 Freescale
 Semiconductor, Inc.
 Used by permission)

Un schéma simplifié du MC33886 est présenté dans la figure 12.43(b). Le pont en H monolithique n'a besoin que de quelques composants externes pour fonctionner correctement et utilise un faible nombre de lignes de commande internes. Le pont en H reçoit en entrée quatre signaux logiques de commande depuis

un microcontrôleur. IN1 et IN2 contrôlent l'état des sorties OUT1 et OUT2. D1 et $\overline{D2}$ sont les lignes de contrôle de désactivation depuis le microcontrôleur. Dans cet exemple, la sortie est directement connectée au moteur continu. Le MC33886 a une ligne de contrôle d'état \overline{FS} qui est active à l'état bas en présence d'une faute. La résistance externe, montrée dans la figure 12.43(b), est utilisée pour faire passer à l'état Haut la sortie de contrôle \overline{FS} en l'absence de faute.

Le schéma bloc interne du pont en H intégré est présenté dans la figure 12.44. La tension d'alimentation $V+$ peut varier de 5 à 40 V. Utilisée au-dessus de 28 V, des spécifications de déclassement doivent être utilisées. Un régulateur de tension interne produit la tension requise pour la circuiterie logique de contrôle. Deux masses séparées sont utilisées pour empêcher la masse PGND de puissance pour les courants élevés d'interférer avec la masse AGND des signaux analogiques faibles courants. Le circuit d'attaque en sortie du pont en H utilise quatre E-MOSFET canal n de puissance. Q_1 et Q_2 forment le demi-pont du haut et Q_3 et Q_4 l'autre moitié. Chaque demi-pont peut être indépendant ou ils peuvent être utilisés ensemble quand un pont complet est nécessaire. Les commutateurs du haut étant des MOSFET canal n , une pompe de charge intégrée est nécessaire pour fournir la tension de grille haut niveau nécessaire pour que les transistors soient totalement passants quand ils conduisent.

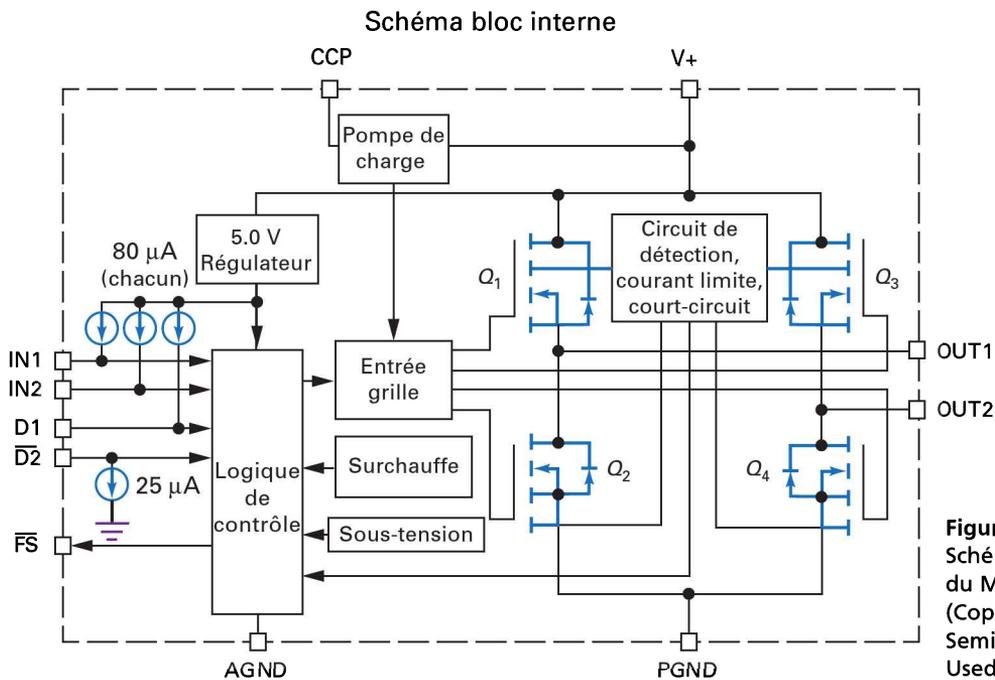


Figure 12.44
Schéma bloc interne
du MC33886.
(Copyright 2014 Freescale
Semiconductor, Inc.
Used by permission)

Une table de vérité partielle pour le MC33886 est présentée dans l'encart *À retenir* 12.4. Les lignes de d'entrée IN1, IN2, D1 et $\overline{D2}$ sont utilisées pour contrôler les sens de rotation et la vitesse d'un moteur continu attaché. Les entrées sont en TTL (pour *transistor-transistor logic*, une famille de circuits numériques) et compatibles CMOS, ce qui permet une commande des entrées soit depuis des circuits logiques numériques, soit les sorties d'un microcontrôleur. IN1 et IN2 contrôlent directement respectivement OUT1 et OUT2 en fournissant la commande des deux sorties en totem pôle des demi-ponts. Quand D1 est Haut ou $\overline{D2}$ est bas, la circuiterie de commande de grille rend Q_1 et Q_4 passants et bloque Q_2 et Q_3 . OUT1 sera donc

Haut à V_+ , et OUT2 sera Bas à environ 0V. Cela provoquera la rotation d'un moteur dans une direction. Les sorties sont dans l'état opposé quand IN1 est Haut et IN2 est bas. Ces entrées rendent Q_2 et Q_3 passants, et Q_1 et Q_4 bloqués. Maintenant, OUT2 est Haut et OUT1 est bas, et la rotation du moteur continu est dans le sens contraire. Quand les signaux de contrôle IN1 et IN2 sont tous deux Haut, les sorties OUT1 et OUT2 sont toutes deux Haut. De même, lorsque les deux entrées sont à l'état Bas, les deux sorties sont à l'état Bas. Chacune de ces configurations d'entrée fait que soit les commutateurs du haut, soit les commutateurs du bas sont passants, ce qui permet un freinage dynamique du moteur.

À RETENIR 12.4 – Table de vérité logique

État du composant	D1	$\overline{D2}$	IN1	IN2	\overline{FS}	OUT1	OUT2
Avant	B	H	H	B	H	H	B
Arrière	B	H	B	H	H	B	H
Roue libre faible	B	H	B	B	H	B	B
Roue libre importante	B	H	H	H	H	H	H
Désactivation 1 (D1)	H	X	X	X	B	Z	Z
Désactivation 2 ($\overline{D2}$)	X	B	X	X	B	Z	Z
IN1 déconnecté	B	H	Z	X	H	H	X
IN1 déconnecté	B	H	X	Z	H	X	H
IN1 déconnecté	Z	X	X	X	B	Z	Z
IN1 déconnecté	X	Z	X	X	B	Z	Z
Sous-voltage	X	X	X	X	B	Z	Z
Surchauffe	X	X	X	X	B	Z	Z
Court-circuit	X	X	X	X	B	Z	Z

Les conditions trois états et le statut fautif sont remis à zéro en utilisant D1 ou $\overline{D2}$. La table de vérité utilise les notations suivantes : B = Bas, H = Haut, X = Haut ou Bas et Z = Haute impédance (tous les transistors de puissance de sortie sont bloqués). (Copyright 2014 Freescale Semiconductor, Inc. Used by permission)

La vitesse du moteur continu connecté à OUT1 et OUT2 peut être contrôlée en utilisant la modulation de largeur d'impulsion. Une source externe ou un signal provenant d'un MCU est connecté à IN1 ou IN2 et applique un train d'impulsion PWM dont le rapport cyclique peut varier. L'autre entrée est fixée à Haut. En changeant le rapport cyclique du train d'impulsions en entrée, la vitesse du moteur changera. Plus le rapport cyclique est élevé, plus le moteur tournera vite. En changeant l'entrée qui reçoit le train d'impulsions, la vitesse peut être contrôlée pour l'autre sens de rotation. A cause de la vitesse de commutation des MOSFET de sortie et des limites de la pompe de charge du circuit, la fréquence maximale du signal PWM pour le MC33886 est 10 kHz.

Comme montré dans l'encart *À retenir 12.4*, si les entrées D1 et $\overline{D2}$ ne sont pas respectivement dans les états Haut et Bas, les deux sorties passent dans l'état haute impédance. Cela désactive les sorties. L'état sortie désactivée intervient également

quand le MC33886 détecte une surchauffe, une sous-tension, un courant limite ou une condition de court-circuit. Quand l'un de ces événements intervient, un signal d'état fautif Bas est généré et envoyé au MCU.

Comparés aux circuits pont en H en composants discrets, les ponts en H monolithiques, comme le MC33886 sont relativement faciles à implémenter. Les applications utilisant des moteurs de puissance fractionnaires et des solénoïdes peuvent être trouvées dans différents systèmes, notamment dans l'automobile, les installations industrielles et la robotique.

12.11 Amplificateur à transistor E-MOSFET

Comme nous l'avons mentionné précédemment, l'utilisation type d'un transistor E-MOSFET est un circuit commutateur. On en rencontre également dans des amplificateurs, notamment des amplificateurs RF au sein de systèmes de communication.

Sur les E-MOSFET, V_{GS} doit être supérieure à $V_{GS(th)}$ pour que le courant drain circule. Ce qui élimine les polarisations par auto-alimentation, par la source ou à zéro qui sont plus particulièrement adaptées aux MOS à appauvrissement, les D-MOSFET. Il reste donc pour les E-MOSFET les polarisations par la grille ou par diviseur de tension, plus favorables aux MOS à enrichissement.

La figure 12.45 montre les courbes du courant drain et de la transconductance d'un transistor E-MOSFET à canal n . La forme parabolique de la courbe de la transconductance, qui est similaire à celle des D-MOSFET, présente quelques différences. Le E-MOSFET ne fonctionne qu'en mode enrichissement, ce qui signifie que le courant drain ne circule pas tant que V_{GS} est inférieure à $V_{GS(th)}$. Le transistor E-MOSFET est un circuit commandé en tension qui est normalement « off ». Comme le courant drain vaut zéro lorsque $V_{GS} = 0$, la formule standard de la transconductance ne convient pas. Il faut utiliser la relation suivante pour calculer le courant drain :

$$I_D = k[V_{GS} - V_{GS(th)}]^2 \quad (12.11)$$

où k est une constante du E-MOSFET qui vaut :

$$k = \frac{I_{D(on)}}{[V_{GS} - V_{GS(th)}]^2} \quad (12.12)$$

La notice technique du transistor E-MOSFET 2N7000 à canal n est présentée à la figure 12.12. Ses valeurs les plus typiques sont celles relatives à $I_{D(on)}$, $V_{GS(on)}$ et $V_{GS(th)}$.

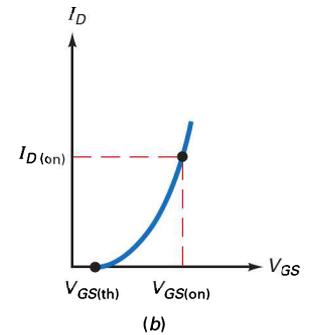
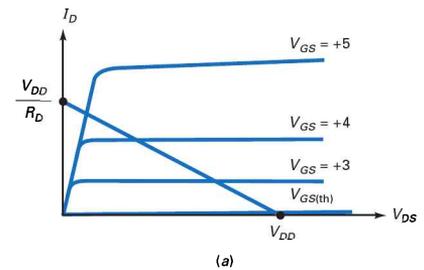


Figure 12.45
E-MOSFET à canal n :
(a) courbes du courant drain ;
(b) courbe de la transconductance.

Question 12.14

En prenant le transistor 2N7000 et les valeurs typiques énoncées ci-dessus, calculer la constante k et le courant I_D , pour des valeurs de tension V_{GS} de 3 V et 4,5 V.

Réponse Pour les valeurs données, en utilisant la relation (12.12), on obtient k :

$$k = \frac{600 \text{ mA}}{[4,5 \text{ V} - 2,1 \text{ V}]^2} = 104 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2$$

connaissant k , on peut calculer I_D pour diverses valeurs de V_{GS} . Par exemple pour $V_{GS} = 3 \text{ V}$, I_D est égal à :

$$I_D = (104 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2)(3 \text{ V} - 2,1 \text{ V})^2 = 84,4 \text{ mA}$$

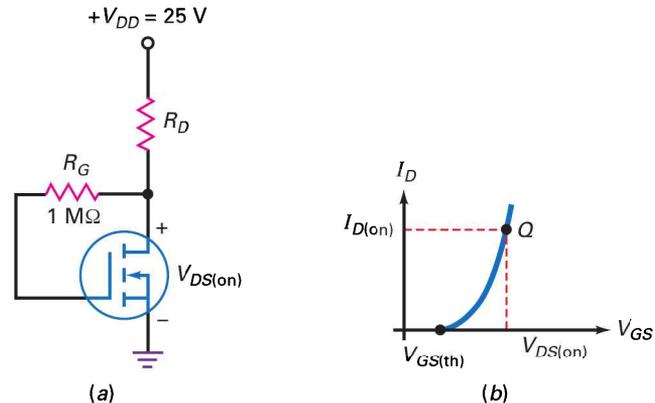
et lorsque $V_{GS} = 4,5 \text{ V}$, I_D est égal à :

$$I_D = (104 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2)(4,5 \text{ V} - 2,1 \text{ V})^2 = 600 \text{ mA}$$

12.14 Avez-vous compris ? En prenant le transistor 2N7000 et les valeurs minimales de $I_{D(\text{on})}$ et $V_{GS(\text{th})}$, obtenues sur la fiche technique, calculer la constante k et le courant I_D pour $V_{GS} = 3 \text{ V}$.

La figure 12.46a montre un autre schéma de polarisation pour un E-MOSFET, appelée **polarisation par contre-réaction de drain**. C'est une méthode similaire à la contre-réaction par le collecteur utilisée par les transistors bipolaires à jonction. Lorsque le E-MOSFET est conducteur, son courant drain vaut $I_{D(\text{on})}$ et sa tension drain source $V_{DS(\text{on})}$. Comme dans le cas de la contre-réaction par le collecteur, le montage à contre-réaction de drain tend à compenser les variations de caractéristiques des FET. Par exemple, si $I_{D(\text{on})}$ tend à augmenter pour une raison quelconque, $V_{DS(\text{on})}$ tend à décroître, ce qui entraîne une diminution de V_{GS} et une réduction partielle de l'augmentation de $I_{D(\text{on})}$.

Figure 12.46
E-MOSFET à canal n :
(a) polarisation par contre-réaction de drain ;
(b) courbe de la transconductance et point Q .



La figure 12.46b montre le point Q sur la courbe de transconductance, dont les coordonnées sont $I_{D(\text{on})}$ et $V_{DS(\text{on})}$. Les fiches techniques des E-MOSFET donnent souvent une valeur de $I_{D(\text{on})}$ pour $V_{GS} = V_{DS(\text{on})}$. Quand on conçoit un circuit, il faut choisir une résistance de drain R_D qui produise la valeur spécifiée de V_{DS} . On peut la calculer :

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS(\text{on})}}{I_{D(\text{on})}} \quad (12.13)$$

Question 12.15

La notice technique du E-MOSFET de la figure 12.46a donne $I_{D(\text{on})} = 3 \text{ mA}$ et $V_{DS(\text{on})} = 10 \text{ V}$. Si $V_{DD} = 25 \text{ V}$, calculer la valeur de R_D qui permet au transistor de fonctionner au point Q spécifié.

Réponse La valeur de R_D se déduit de la relation (12.13).

$$R_D = \frac{25 \text{ V} - 10 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 5 \text{ k}\Omega$$

12.15 Avez-vous compris ? Sur la figure 12.46a changer V_{DD} à 22 V et calculer à nouveau R_D .

La valeur de la transconductance, g_{FS} , est fournie dans la fiche technique du MOSFET. En ce qui concerne le 2N7000, la valeur minimale de g_{FS} est de 100 mS pour une valeur de courant drain I_D de 200 mA. La valeur de g_{FS} varie en fonction du point de fonctionnement Q selon les relations

$$I_D = k [V_{GS} - V_{GS(th)}]^2 \text{ et } g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$$

Des équations ci-dessus on peut déterminer :

$$g_m = 2k [V_{GS} - V_{GS(th)}] \quad (12.14)$$

Question 12.16

Sur le circuit de la figure 12.47 calculer V_{GS} , I_D , g_m et V_{out} . Les spécifications du MOSFET sont $k = 104 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2$, $I_{D(on)} = 600 \text{ mA}$ et $V_{GS(th)} = 2,1 \text{ V}$.

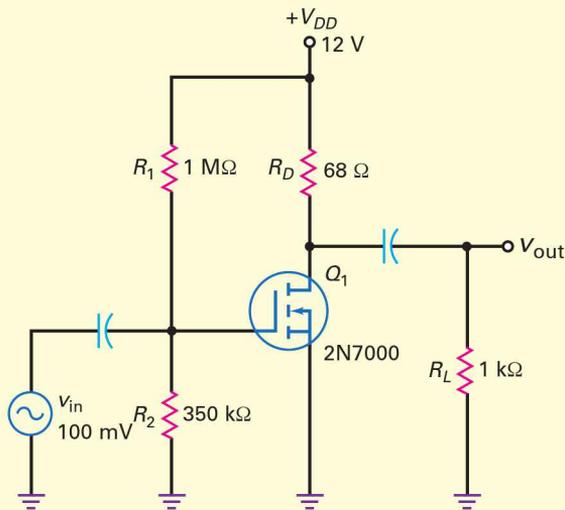


Figure 12.47
Un amplificateur à E-MOSFET.

Réponse Commençons par calculer V_{GS} qui est égale à V_G .

$$V_{GS} = \frac{350 \text{ k}\Omega}{350 \text{ k}\Omega + 1 \text{ M}\Omega} (12 \text{ V}) = 3,11 \text{ V}$$

Calculons alors I_D

$$I_D = (104 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2) [3,11 \text{ V} - 2,1 \text{ V}]^2 = 106 \text{ mA}$$

Calculons la valeur de la transconductance g_m

$$g_m = 2(104 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2)[3,11 \text{ V} - 2,1 \text{ V}] = 210 \text{ mS}$$

Le gain en tension de cet amplificateur à source commune est le même que celui d'un FET classique, soit :

$$A_v = g_m r_d$$

où

$$r_d = R_D \parallel R_L = 68 \text{ } \Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega = 63,7 \text{ } \Omega$$

le gain A_v est alors :

$$A_v = (210 \text{ } \mu\text{S})(63,7 \text{ } \Omega) = 13,4$$

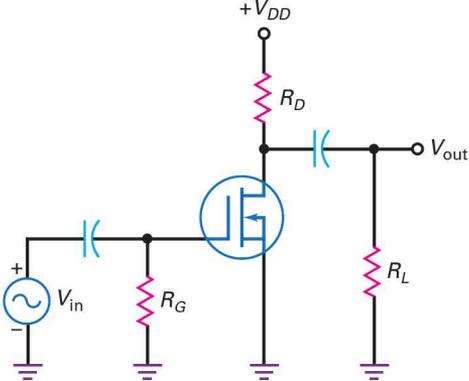
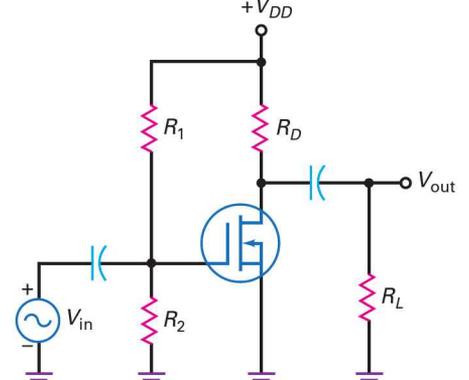
On peut alors calculer la tension de sortie :

$$V_{\text{out}} = (V_{\text{in}})(A_v) = (100 \text{ mV})(13,4) = 1,34 \text{ mV}$$

12.16 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice avec une résistance $R_2 = 330 \text{ k}\Omega$.

Le tableau *À retenir* 12.5 présente les caractéristiques essentielles des amplificateurs D-MOSFET et E-MOSFET et leurs équations types.

À RETENIR 12.5 – Amplificateurs MOSFET

Circuit		Caractéristiques
D-MOSFET		<ul style="list-style-type: none"> • Circuit normalement « on » • Polarisation utilisée : Polarisation à zéro, par la grille, automatique, par diviseur de tension $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}} \right)^2$ $V_{DS} = V_D - V_S$ $g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(\text{off})}} \right)$ $A_v = g_m r_d \quad Z_{\text{in}} \approx R_G \quad Z_{\text{out}} \approx R_D$
E-MOSFET		<ul style="list-style-type: none"> • Circuit normalement « off » • Polarisation utilisée : Polarisation par la grille, par diviseur de tension, par contre réaction de drain $I_D = k [V_{GS} - V_{GS(\text{th})}]^2$ $k = \frac{I_{D(\text{on})}}{[V_{GS(\text{on})} - V_{GS(\text{th})}]^2}$ $g_m = 2k [V_{GS} - V_{GS(\text{th})}]$ $A_v = g_m r_d \quad Z_{\text{in}} \approx R_1 \parallel R_2$ $Z_{\text{out}} \approx R_D$

12.12 Test du transistor MOSFET

Les transistors MOSFET demandent des précautions particulières pour être testés sans risques. La fine couche de dioxyde de silicium entre la grille et le canal peut être détruite si la valeur de V_{GS} dépasse $V_{GS(max)}$. Le test d'un MOSFET avec un ohmmètre ou un multimètre numérique n'est pas très efficace. Une bonne façon de tester un MOSFET est d'utiliser un traceur de courbe de semi-conducteur. Toutefois, si on ne dispose pas de ce type d'appareil on peut construire un système simple qui permette de réaliser le test d'un MOSFET, comme celui de la figure 12.48a qui peut tester aussi bien un D-MOSFET qu'un E-MOSFET. En changeant la valeur et la polarité de la tension V_1 on peut tester le circuit en mode enrichissement ou en mode appauvrissement. La courbe de drain présentée figure 12.48b montre un courant drain approximatif de 275 mA lorsque la tension $V_{GS} = 4,52$ V. L'axe des y est réglé sur 50 mA / Div.

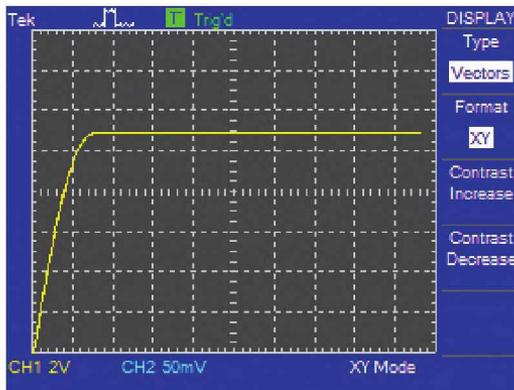
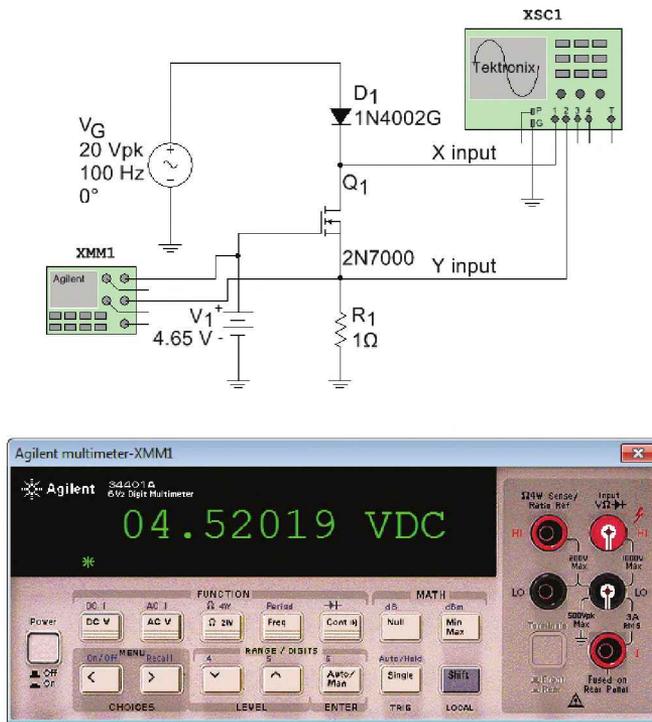


Figure 12.48
Test d'un circuit MOSFET.

Réviser

Résumé

12.1 Le MOSFET à appauvrissement

Le MOSFET à appauvrissement, *D-MOSFET*, possède une source, une grille et un drain. La grille est isolée du canal. À cause de cela, la résistance d'entrée est très grande. Le D-MOSFET est peu utilisé, on le trouve principalement dans les circuits RF.

12.2 Courbes du transistor D-MOSFET

Les courbes caractéristiques d'un D-MOSFET sont semblables à celle d'un classique JFET lorsque le transistor MOS fonctionne en mode appauvrissement. Contrairement au JFET, le D-MOSFET fonctionne aussi bien en mode appauvrissement qu'en mode à enrichissement. Lorsqu'il fonctionne en mode appauvrissement, le courant drain est supérieur à I_{DSS} .

12.3 Amplificateur à D-MOSFET

Le D-MOSFET est principalement utilisé dans les circuits d'amplification RF des systèmes de communication. Notamment parce qu'il présente un très faible bruit, une grande impédance d'entrée, une bonne réponse en fréquence et qu'il fonctionne avec des tensions V_{GS} positives ou négatives. Les D-MOSFET à double grille sont surtout utilisés dans les systèmes de contrôle automatique de gain.

12.4 Le MOSFET à enrichissement

Le MOSFET à enrichissement, *E-MOSFET*, est normalement ouvert (off). Lorsque la tension grille est égale à une tension seuil, une couche *n* d'inversion relie la source au drain. Lorsque la tension grille est nettement supérieure à la tension seuil, le composant conduit fortement. La finesse de la couche isolante rend le MOSFET très fragile, il est très facilement détruit si on ne prend pas certaines précautions pour sa manipulation.

12.5 La région ohmique

Le E-MOSFET est essentiellement un composant de commutation, il fonctionne au blocage ou à la saturation. Lorsqu'il est polarisé en région ohmique, il se comporte comme une faible résistance. Lorsque le courant $I_{D(sat)}$ est inférieur à $I_{D(on)}$ quand $V_{GS} = V_{GS(on)}$, il est en région ohmique.

12.6 Commutation numérique

Analogique signifie que le signal change de manière continue sans sauts soudains. *Numérique* signifie que le signal passe entre deux niveaux distincts. La commutation comprend aussi bien les circuits de puissance que les circuits numériques petits signaux. Dans la commutation à charge active, l'un des MOSFET se comporte comme une charge résistive tandis que l'autre joue le rôle d'interrupteur.

12.7 Le MOS complémentaire (CMOS)

Les CMOS comprennent deux transistors MOSFET complémentaires, l'un conduisant, l'autre étant ouvert. L'inverseur CMOS est le circuit numérique de base. Une qualité de ces composants est leur faible consommation de puissance.

12.8 Les MOS de puissance

Des E-MOSFET discrets sont fabriqués pour commuter des courants forts. Connus sous le nom de *MOS de puissance*, ils sont utiles dans les commandes embarquées, les lecteurs de disques, les convertisseurs, les imprimantes, le chauffage, l'éclairage, les moteurs et d'autres applications de puissance.

12.9 Commutateurs de charge MOSFET haut niveau

Les commutateurs MOSFET haut potentiel sont utilisés pour connecter ou déconnecter une source de puissance de sa charge.

12.10 Pont en H MOSFET

Les ponts en H discrets ou monolithiques peuvent être utilisés pour contrôler la direction du courant et le niveau de courant à travers une charge donnée. Le contrôle d'un moteur continu est une application courante.

12.11 Amplificateurs à E-MOSFET

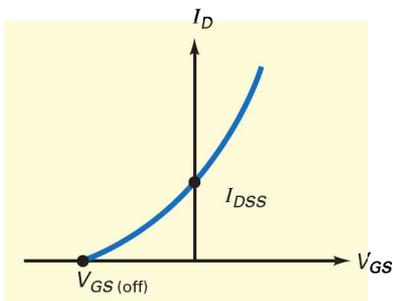
Bien qu'on les utilise dans les systèmes de commutation de puissance, les E-MOSFET peuvent aussi être utilisés dans les amplificateurs. La caractéristique normalement « off » de l'E-MOSFET impose que V_{GS} soit supérieure à $V_{GS(th)}$ dans les circuits amplificateurs. La polarisation par contre-réaction de drain est similaire à la contre-réaction de collecteur d'un transistor bipolaire.

12.12 Test d'un MOSFET

Il est difficile de tester un MOSFET efficacement avec un ohmmètre ou un multimètre numérique. Il est préférable de le tester avec un traceur de courbe pour semi-conducteur ou avec un dispositif simple à base d'un oscilloscope.

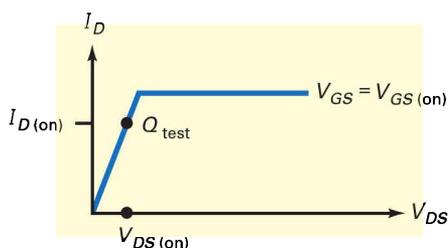
Définitions

(12.1) Courant drain du MOSFET



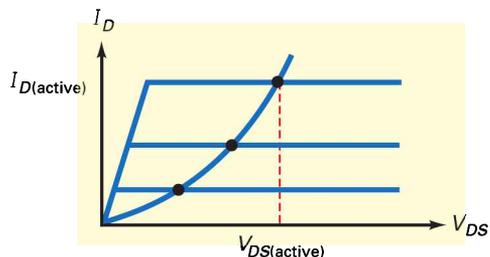
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2$$

(12.3) Résistance « on » :



$$R_{DS(on)} = \frac{V_{DS(on)}}{I_{D(on)}}$$

(12.6) Dipôle résistance :



$$R_D = \frac{V_{DS(active)}}{I_{D(active)}}$$

(12.8) Constante k du E-MOSFET :

$$k = \frac{I_{D(on)}}{\left[V_{GS(on)} - V_{GS(th)} \right]^2}$$

(12.10) g_m du E-MOSFET :

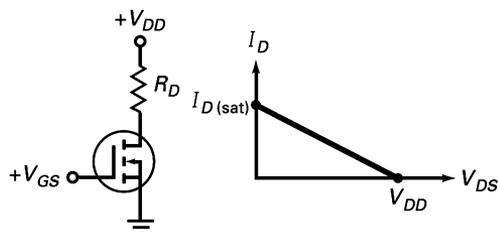
$$g_m = 2k \left[V_{GS} - V_{GS(th)} \right]$$

Relations

(12.2) Polarisation à zéro du MOSFET

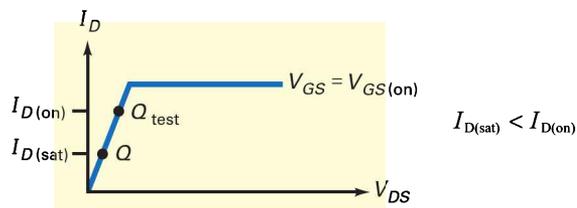
$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DSS} R_D$$

(12.4) Courant de saturation :



$$I_{D(sat)} = \frac{V_{DD}}{R_D}$$

(12.5) Région ohmique :



(12.7) Tension de grille du commutateur de charge canal p :

$$V_G \leq V_{in} - |V_{GS(on)}|$$

(12.9) Tension de grille du commutateur de charge canal n :

$$V_G \geq V_{out} + V_{GS(on)}$$

(12.11) Courant drain du MOSFET

$$I_D = k \left[V_{GS} - V_{GS(th)} \right]^2$$

(12.13) R_D pour la polarisation par contre-réaction de drain

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS(on)}}{I_{DS(on)}}$$

S'entraîner

Auto-évaluation

1. Un transistor D-MOSFET fonctionne :
 - a) en mode appauvrissement seulement
 - b) en mode enrichissement seulement
 - c) en mode appauvrissement ou en mode enrichissement
 - d) en mode faible impédance
2. Quand un transistor D-MOSFET à canal n a un courant drain I_D très supérieur à I_{DSS} on dit qu'il :
 - a) est proche de la destruction
 - b) fonctionne en mode appauvrissement
 - c) est polarisé en direct
 - d) fonctionne en mode enrichissement
3. Le gain en tension d'un amplificateur à D-MOSFET dépend de :
 - a) R_D
 - b) R_L
 - c) g_m
 - d) tous les paramètres ci-dessus
4. Parmi les composants suivants, lequel a révolutionné l'industrie des ordinateurs ?
 - a) Le JFET
 - b) Le D-MOSFET
 - c) Le E-MOSFET
 - d) Le MOS de puissance
5. La tension qui met en conduction un MOSFET est :
 - a) la tension grille-source de blocage
 - b) la tension de pincement
 - c) la tension seuil
 - d) la tension coude
6. Qu'est-ce qui doit apparaître sur la fiche technique d'un E-MOSFET ?
 - a) $V_{GS(th)}$
 - b) $I_{D(on)}$
 - c) $V_{GS(on)}$
 - d) Tout ce qui précède
7. La tension $V_{GS(on)}$ d'un E-MOSFET canal n est :
 - a) inférieure à la tension de seuil
 - b) égale à la tension grille-source de blocage
 - c) supérieure à $V_{DS(on)}$
 - d) supérieure à $V_{GS(th)}$
8. Une résistance ordinaire est :
 - a) un composant à trois électrodes
 - b) une charge active
 - c) une charge passive
 - d) un composant de commutation
9. Un E-MOSFET avec la source au drain est :
 - a) un composant à trois électrodes
 - b) une charge active
 - c) une charge passive
 - d) un composant de commutation
10. Un E-MOSFET fonctionnant au blocage ou en région ohmique est :
 - a) une source de courant
 - b) une charge active
 - c) une charge passive
 - d) un composant de commutation
11. Un transistor VMOS, en général :
 - a) commute plus rapidement qu'un transistor à jonction
 - b) travaille avec des courants très faibles
 - c) présente un coefficient de température négatif
 - d) est utilisé comme inverseur CMOS
12. Un transistor D-MOSFET est considéré comme un :
 - a) circuit normalement « off »
 - b) circuit normalement « on »
 - c) circuit commandé en courant
 - d) commutateur à haute performance
13. CMOS veut dire :
 - a) MOS commun
 - b) commutateur à charge active
 - c) composant à canal p et à canal n
 - d) MOS complémentaire
14. La tension $V_{GS(on)}$ est toujours :
 - a) inférieure à $V_{GS(th)}$
 - b) égale à $V_{DS(on)}$
 - c) supérieure à $V_{GS(th)}$
 - d) négative
15. En commutation à charge active, le E-MOSFET supérieur est :
 - a) un dipôle
 - b) un composant à trois électrodes
 - c) un interrupteur
 - d) une petite résistance
16. Les CMOS utilisent :
 - a) des transistors bipolaires
 - b) des E-MOSFET complémentaires
 - c) le fonctionnement classe A
 - d) des composants DMOS
17. Le principal avantage du CMOS est :
 - a) sa gamme de puissance
 - b) son fonctionnement petit signal
 - c) ses propriétés de commutation
 - d) sa faible consommation de puissance

18. Les MOS de puissance sont :
- a) des circuits intégrés
 - b) des composants petits signaux
 - c) utilisés le plus souvent avec des signaux analogiques
 - d) utilisés comme interrupteurs de courants forts
19. Lorsque la température interne d'un MOS de puissance augmente :
- a) la tension de seuil augmente
 - b) le courant grille diminue
 - c) le courant drain diminue
 - d) le courant de saturation augmente
20. La plupart des E-MOSFET petit signal se trouvent dans :
- a) les applications courants forts
 - b) les circuits discrets
 - c) les lecteurs de disques
 - d) les circuits intégrés
21. La plupart des MOS de puissance sont utilisés :
- a) dans les applications courants forts
 - b) dans les ordinateurs
 - c) dans les étages RF
 - d) dans les circuits intégrés
22. Un E-MOSFET canal n conduit lorsqu'il a :
- a) $V_{GS} > V_p$
 - b) une couche d'inversion n
 - c) $V_{DS} > 0$
 - d) des zones désertées
23. Dans un CMOS, le MOSFET supérieur est :
- a) une charge passive
 - b) une charge active
 - c) non passant
 - d) complémentaire
24. La sortie haute d'un inverseur CMOS est égale à :
- a) $V_{DD}/2$
 - b) V_{GS}
 - c) V_{DS}
 - d) V_{DD}
25. La résistance $R_{DS(on)}$ d'un MOS de puissance :
- a) est toujours grande
 - b) a un coefficient de température négatif
 - c) a un coefficient de température positif
 - d) est une charge active
26. Les FET de puissance haut potentiel canal n en circuits discrets nécessitent
- a) une tension de grille négative pour devenir passants
 - b) moins de circuits de commande de grille que les FET canal p
 - c) la tension drain doit être plus grande que la tension grille pour être passants
 - d) une pompe de charge

Exercices

12.2 Le D-MOSFET

- 12.1 Les spécifications d'un transistor D-MOSFET à canal n sont : $V_{GS(off)} = -2$ V et $I_{DSS} = 4$ mA. Étant donné les valeurs de $V_{GS} = -0,5$ V, -1 V, $-1,5$ V, $+0,5$ V, $+1$ V, et $+1,5$ V, quelles sont les valeurs correspondantes de I_D en mode appauvrissement seulement ?
- 12.2 En prenant les mêmes valeurs que celles de l'exercice précédent calculer les valeurs correspondantes de I_D en mode enrichissement seulement ?
- 12.3 Les spécifications d'un transistor D-MOSFET à canal p sont : $V_{GS(off)} = +3$ V et $I_{DSS} = 12$ mA. Étant donné les valeurs de $V_{GS} = -1$ V, -2 V, 0 V, $+1,5$ V, et $+2,5$ V, quelles sont les valeurs correspondantes de I_D en mode appauvrissement seulement ?

12.3 Amplificateur à D-MOSFET

- 12.4 Sur le transistor D-MOSFET de la figure 12.49 $V_{GS(off)} = -3$ V et $I_{DSS} = 12$ mA. Quelles sont les valeurs du courant drain I_D et de V_{DS} du circuit ?

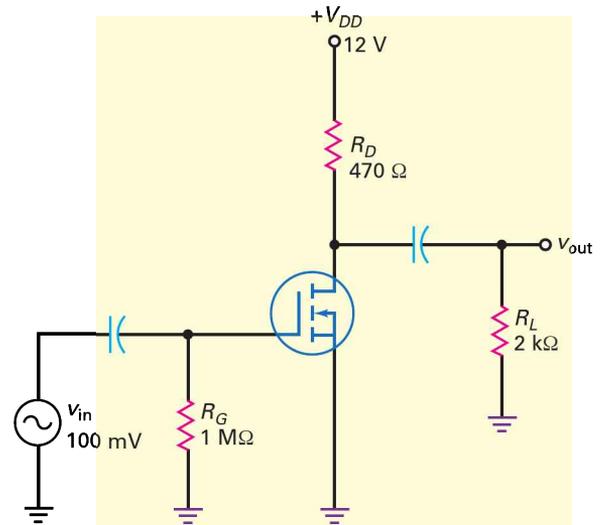


Figure 12.49

- 12.5 Sur la figure 12.49 quelles sont les valeurs de r_d , A_v et de V_{out} si $g_{m0} = 4\,000$ μ S ?
- 12.6 Sur la figure 12.49 calculer les valeurs de r_d , A_v et de V_{out} si $R_D = 680$ Ω et $R_L = 10$ k Ω .
- 12.7 Quelle est approximativement l'impédance d'entrée du circuit de la figure 12.49 ?

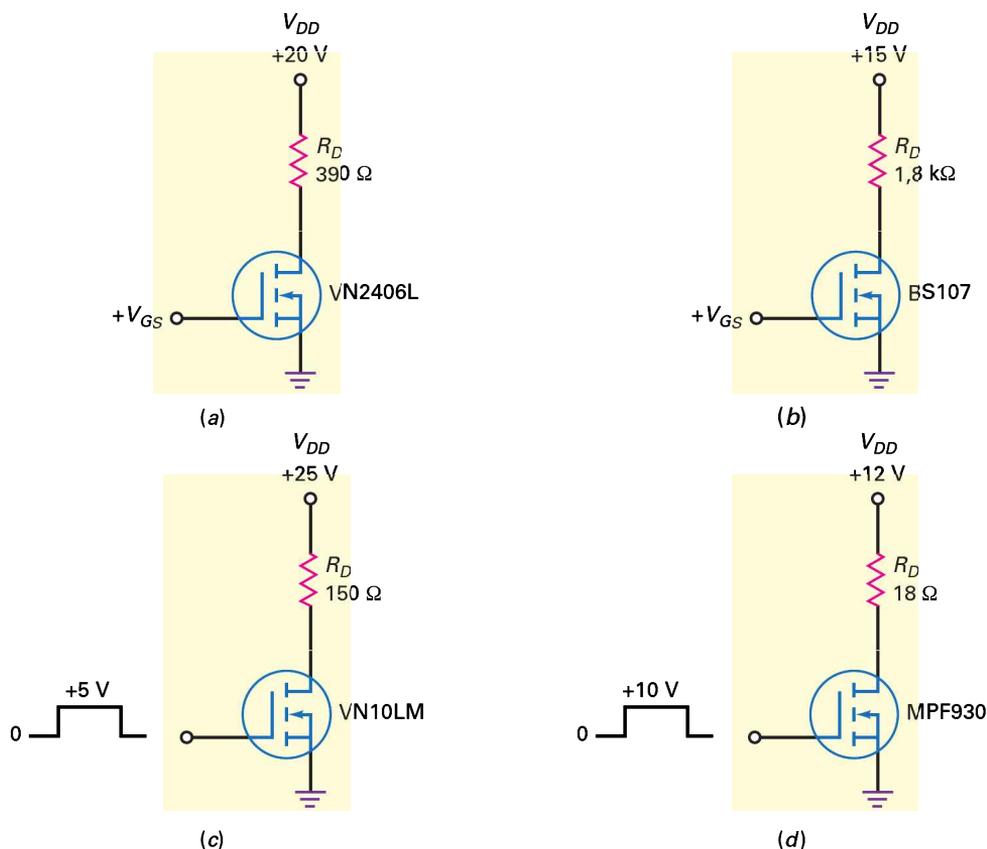


Figure 12.50

12.5 La région ohmique

12.8 Calculez la résistance $R_{DS(on)}$ pour chacune de ces valeurs de E-MOSFET :

- $V_{DS(on)} = 0,1 \text{ V}$ et $I_{D(on)} = 10 \text{ mA}$
- $V_{DS(on)} = 0,25 \text{ V}$ et $I_{D(on)} = 45 \text{ mA}$
- $V_{DS(on)} = 0,75 \text{ V}$ et $I_{D(on)} = 100 \text{ mA}$
- $V_{DS(on)} = 0,15 \text{ V}$ et $I_{D(on)} = 200 \text{ mA}$

12.9 Un E-MOSFET présente une résistance $R_{DS(on)} = 2 \Omega$ quand $V_{GS(on)} = 3 \text{ V}$ et $I_{D(on)} = 500 \text{ mA}$. Étant polarisé en zone ohmique, quelle est sa tension pour chacun des courants drain suivants ?

- | | |
|---------------------------------|----------------------------------|
| a) $I_{D(sat)} = 25 \text{ mA}$ | c) $I_{D(sat)} = 100 \text{ mA}$ |
| b) $I_{D(sat)} = 50 \text{ mA}$ | d) $I_{D(sat)} = 200 \text{ mA}$ |

12.10 **||| Multisim** Quelle est la tension sur le E-MOSFET de la figure 12.50a si $V_{GS} = 2,5 \text{ V}$? (Utilisez l'encart *À retenir* 12.1.)

12.11 **||| Multisim** Calculez la tension drain sur la figure 12.50b pour une tension grille de +3 V. Supposez que $R_{DS(on)}$ possède à peu près la même valeur que celle donnée dans l'encart *À retenir* 12.1.

12.12 Si la tension V_{GS} est haute dans la figure 12.50c, quelle est la tension sur la résistance de charge ?

12.13 Calculez la tension sur le E-MOSFET de la figure 12.50d pour une tension d'entrée haute.

12.14 Que vaut le courant dans la LED de la figure 12.51a pour $V_{GS} = 5 \text{ V}$?

12.15 Le relais de la figure 12.51b se ferme quand $V_{GS} = 2,6 \text{ V}$. Quel est le courant du MOSFET quand la tension grille est haute ? Le courant sur la résistance de charge finale ?

12.6 Commutation numérique

12.16 Un E-MOSFET possède les valeurs suivantes : $I_{D(activé)} = 1 \text{ mA}$ et $V_{DS(activé)} = 10 \text{ V}$. Que vaut la résistance drain dans la région active ?

12.17 Quelle est la tension de sortie sur la figure 12.52a lorsque la tension d'entrée est basse ? Quand elle est haute ?

12.18 Sur la figure 12.52b, la tension d'entrée est basse. Que vaut la tension de sortie ? Si la tension d'entrée devient haute, que devient la tension de sortie ?

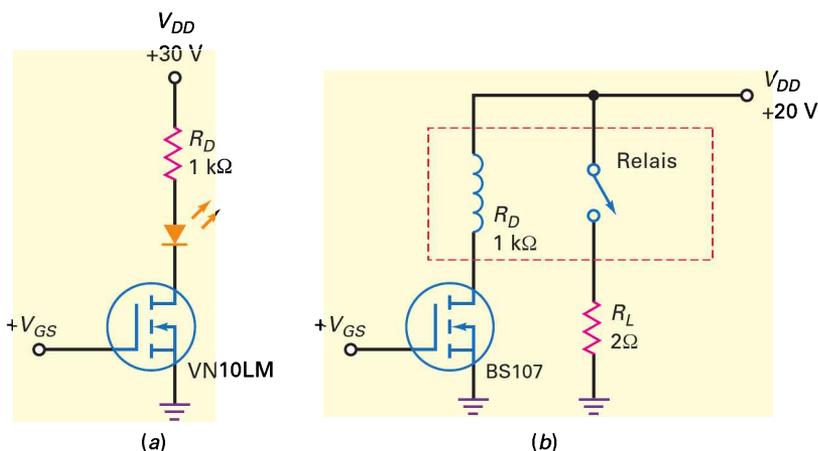


Figure 12.51

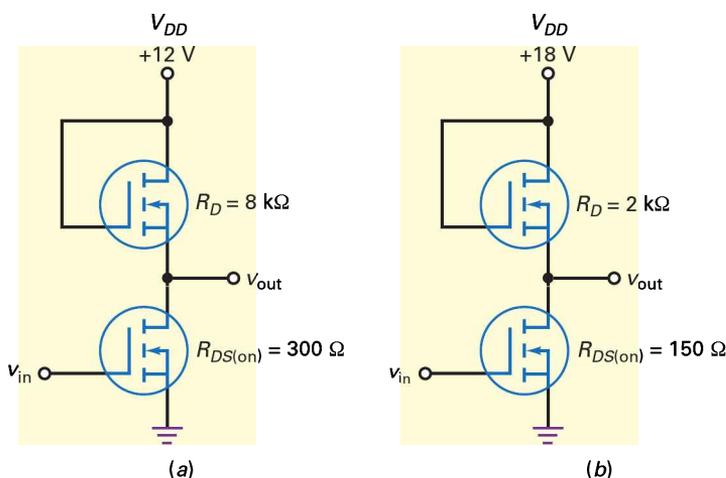


Figure 12.52

12.19 Un signal rectangulaire est appliqué sur la grille dans la figure 12.52a. Si sa valeur crête à crête est suffisante pour placer le MOSFET inférieur dans sa zone ohmique, quelle est la forme du signal de sortie ?

12.7 Le MOS complémentaire (CMOS)

12.20 Le MOSFET de la figure 12.53 présente $R_{DS(on)} = 250 \Omega$ et $R_{DS(off)} = 5 M\Omega$. Quelle est la valeur du signal de sortie ?

12.21 Le MOSFET supérieur de la figure 12.53 possède les valeurs suivantes : $I_{D(on)} = 1 \text{ mA}$; $V_{DS(on)} = 1 \text{ V}$; $I_{D(off)} = 1 \mu\text{A}$; $V_{DS(off)} = 10 \text{ V}$. Que vaut la tension de sortie quand la tension d'entrée est basse ? Quand elle est haute ?

12.22 Un signal rectangulaire de valeur crête 12 V et de fréquence 1 kHz est appliqué sur l'entrée du montage de la figure 12.53. Décrivez le signal de sortie.

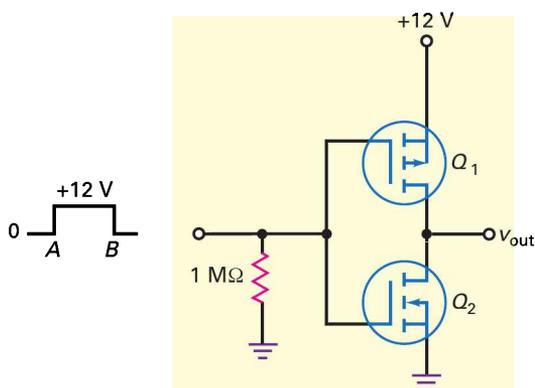


Figure 12.53

12.23 D'après la figure 12.53, pendant la transition de bas à haut la tension d'entrée vaut 6 V pendant un instant. À ce moment, les deux MOSFET ont une résistance active $R_D = 5 \text{ k}\Omega$. Quel est le courant drain à ce moment ?

12.8 Les MOS de puissance

12.24 Que vaut le courant dans l'enroulement du moteur de la figure 12.54 quand la tension grille est basse ? quand elle est haute ?

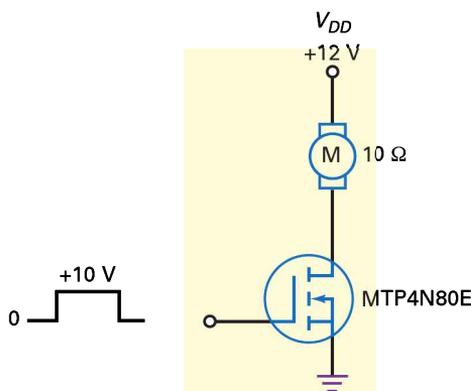


Figure 12.54

12.25 L'enroulement du moteur de la figure 12.54 est remplacé par un autre ayant une résistance 6 Ω. Quel est le courant qui le traverse quand la tension grille est haute ?

12.26 Que vaut le courant dans la lampe de la figure 12.55 quand la tension grille est basse ? Quand elle vaut +10 V ?

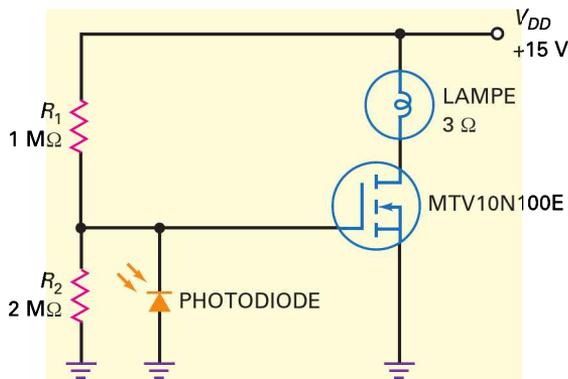


Figure 12.55

12.27 La lampe de la figure 12.55 est remplacée par une autre ayant une résistance égale à 5 Ω. Quelle est la puissance de la lampe dans l'obscurité ?

12.28 Que vaut le courant dans la vanne hydraulique de la figure 12.43 quand la tension grille est haute ? Quand elle est basse ?

12.29 La tension d'alimentation de la figure 12.56 devient 12 V et la vanne hydraulique est remplacée par une autre ayant une résistance égale à 18 Ω. Que vaut le courant dans la vanne quand les sondes sont dans l'eau ? Quand elles sont hors de l'eau ?

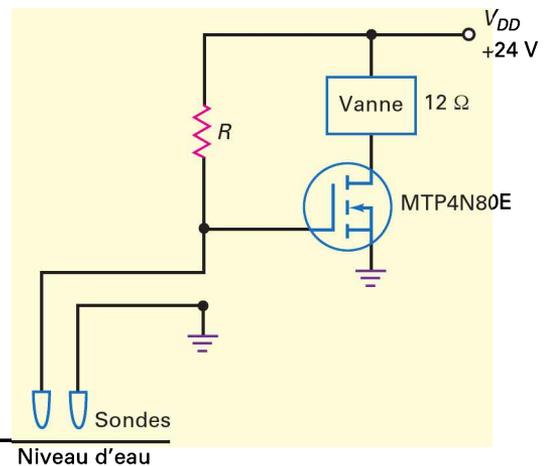


Figure 12.56

12.30 Que vaut la constante de temps de la figure 12.57 ? Quelle est la puissance de la lampe au plein éclairage ?

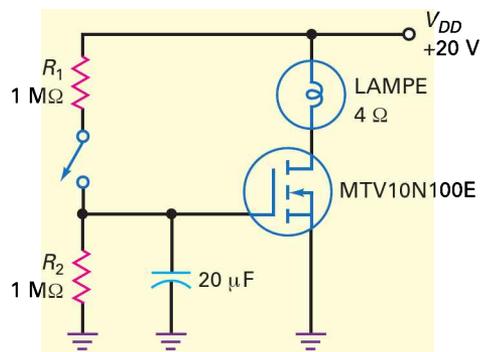


Figure 12.57

12.31 D'après la figure 12.57, les valeurs des deux résistances du circuit de la grille sont doublées. Quelle est la constante de temps ? Si la lampe est remplacée par une autre ayant une résistance égale à 6 Ω, quel est le courant dans la lampe en plein fonctionnement ?

12.9 Commutateurs de charge MOSFET haut niveau

12.32 Dans la figure 12.58, quel est le courant de Q_1 quand le signal d'activation est à zéro volt ? Quand il est à +5 V ?

12.33 Quand le signal d'activation de la figure 12.58 est +5 V, quelle est la tension de sortie à travers la charge si Q_2 a une valeur de $R_{DS(on)}$ égale à 100 mΩ ?

12.34 Avec une valeur de $R_{DS(on)}$ égale à 100 mΩ, quelle est la perte de puissance à travers Q_2 et la puissance de la charge de sortie quand le signal d'activation est +5 V ?

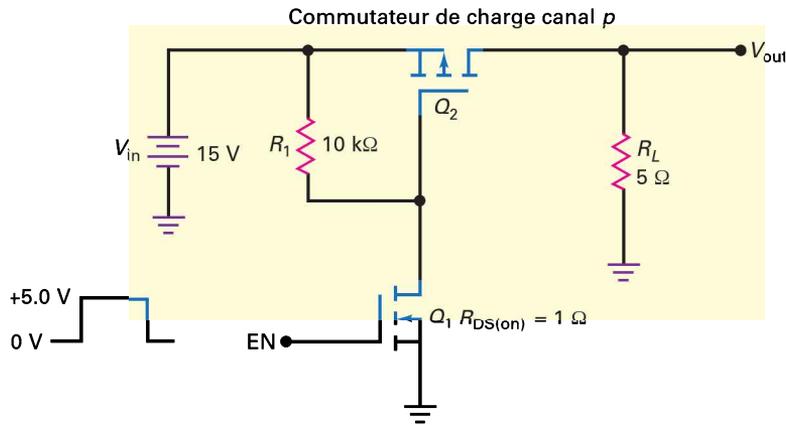


Figure 12.58

12.11 Amplificateur à E-MOSFET

12.35 Calculer les valeurs de la constante k et du courant I_D sur la figure 12.59 en fonction des valeurs $I_{D(on)}$, $V_{GS(on)}$ et $V_{GS(th)}$ du transistor 2N7000.

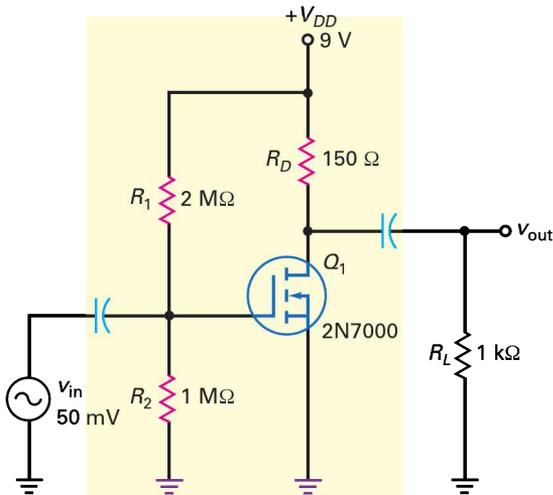


Figure 12.59

- 12.36** Déterminer les valeurs de g_m , A_v et V_{out} sur la figure 12.59 en prenant comme base les valeurs minimales des spécifications techniques du transistor 2N7000.
- 12.37** Sur la figure 12.59, fixer la valeur de la résistance R_D à 50Ω et calculer les valeurs de la constante k et du courant I_D en fonction des valeurs $I_{D(on)}$, $V_{GS(on)}$ et $V_{GS(th)}$ du transistor 2N7000.
- 12.38** Déterminer les valeurs de g_m , A_v et V_{out} sur la figure 12.59 en prenant comme base les valeurs types des spécifications techniques du transistor 2N7000, avec $V_{DD} = +12 \text{ V}$ et $R_D = 15 \Omega$.

Approfondissement

- 12.39** D'après la figure 12.50c, la tension grille est un signal rectangulaire de fréquence 1 kHz et de tension crête +5 V. Quelle est la puissance moyenne dissipée par la charge ?
- 12.40** La tension d'entrée sur la grille (figure 12.50d) est une série d'impulsions rectangulaires ayant un coefficient de remplissage de 25 %, ce qui signifie que la tension grille est haute pendant 25 % de la période, basse le reste du temps. Quelle est la puissance moyenne dissipée par la résistance de charge ?
- 12.41** L'inverseur CMOS de la figure 12.53 utilise des MOSFET avec $R_{DS(on)} = 100 \Omega$ et $R_{DS(off)} = 10 \text{ M}\Omega$. Quelle est la puissance consommée par le montage au repos ? Si un signal rectangulaire est à l'entrée et le courant moyen dans Q_1 vaut $50 \mu\text{A}$, quelle est la consommation moyenne de puissance ?
- 12.42** Si, sur la figure 12.55, la tension grille est 3 V, que vaut le courant dans la photodiode ?
- 12.43** La fiche technique d'un MTP16N25E montre une courbe normalisée de $R_{DS(off)}$ en fonction de la température. La valeur normalisée augmente linéairement de 1 à 2,25 lorsque la température de jonction passe de 25 à 125 °C. Si $R_{DS(on)} = 0,17 \text{ V}$ à 25 °C, quelle est sa valeur à 100 °C ?
- 12.44** Dans la figure 12.29, $V_{in} = 12 \text{ V}$. Si le transformateur a un rapport de transformation 4/1 et si l'ondulation est très faible, quelle est la tension DC de sortie V_{out} ?

Questions de débogage avec Multisim

III Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC12-45** à **MTC12-49** et correspondent au circuit de la figure 12.59.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 12.45** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC12-45**.
- 12.46** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC12-46**.
- 12.47** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC12-47**.
- 12.48** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC12-48**.
- 12.49** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC12-49**.

Questions d'un recruteur

- Dessinez un E-MOSFET en identifiant les régions p et n . Ensuite, expliquez le fonctionnement « off-on ».
- Décrivez comment fonctionne la commutation à charge active. Utilisez les schémas de montage dans vos explications.
- Dessinez un inverseur CMOS et expliquez le fonctionnement du montage.
- Dessinez n'importe quel montage montrant un MOS de puissance contrôlant un courant fort. Expliquez le fonctionnement « off-on ». Tenez compte de $R_{DS(on)}$ dans vos explications.
- Certains disent que la technologie MOS a révolutionné le monde de l'électronique. Pourquoi ?
- Énumérez et comparez les avantages et les inconvénients des amplificateurs à transistors bipolaires ou à transistors MOS.
- Expliquez ce qui se passe quand le courant drain commence à augmenter dans un MOS de puissance.
- Pourquoi un E-MOSFET doit-il être manipulé avec précautions ?
- Pourquoi un mince fil métallique relie-t-il toutes les broches d'un MOSFET pendant sa commercialisation ?
- Quelles sont les mesures de précautions à prendre lorsque l'on travaille avec des MOSFET ?
- Pourquoi un concepteur va-t-il généralement choisir un MOSFET plutôt qu'un transistor bipolaire pour réaliser la commutation dans une alimentation de puissance commutée ?

Réponses

Auto-évaluation

1. c) 6. d) 11. a) 16. b) 21. a) 26. d)
 2. d) 7. d) 12. b) 17. d) 22. b)
 3. d) 8. c) 13. d) 18. d) 23. d)
 4. c) 9. b) 14. c) 19. c) 24. d)
 5. c) 10. d) 15. a) 20. d) 25. c)

Avez-vous compris ?

- 12.1** V_{GS}/I_D : $-1 \text{ V} / 2,25 \text{ mA}$; $-2 \text{ V} / 1 \text{ mA}$; $0 \text{ V} / 4 \text{ mA}$; $+1 \text{ V} / 6,25 \text{ mA}$; $+2 \text{ V} / 9 \text{ mA}$.
- 12.2** $V_{out} = 105,6 \text{ mV}$.
- 12.3** $I_{D(sat)} = 10 \text{ mA}$; $V_{out(off)} = 20 \text{ V}$; $V_{out(on)} = 0,06 \text{ V}$.
- 12.4** $I_{LED} = 32 \text{ mA}$.
- 12.6** $V_{out} = 20 \text{ V}$ et 198 mV .
- 12.7** $R_{DS(on)} \approx 222 \Omega$.
- 12.8** Si $V_{in} > V_{GS(th)}$; $V_{out} = +15 \text{ V}$ impulsion.
- 12.9** $I_D = 0,996 \text{ A}$.
- 12.10** $I_L = 2,5 \text{ A}$.
- 12.13** $V_{chargée} = 4,76 \text{ V}$; $P_{chargée} = 4,76 \text{ W}$; $P_{perdue} = 238 \text{ mW}$.
- 12.14** $k = 5,48 \times 10^{-3} \text{ A/V}^2$; $I_D = 26 \text{ mA}$.
- 12.15** $R_D = 4 \text{ k}\Omega$.
- 12.16** $V_{GS} = 2,98 \text{ V}$; $I_D = 80 \text{ mA}$; $g_m = 183 \text{ mS}$; $A_v = 11,7$; $V_{out} = 1,17 \text{ V}$.

Les thyristors

Objectifs

- Décrire la diode à quatre couches, son blocage et son déblocage.
- Expliquer les caractéristiques des redresseurs au silicium commandés (SCR).
- Expliquer comment tester les SCR.
- Calculer les angles d'allumage et de conduction des circuits RC de contrôle de phase.
- Expliquer le fonctionnement des diacs et des triacs.
- Comparer le contrôle des commutations des IGBT et des MOSFET de puissance.
- Décrire les caractéristiques principales du photo-SCR et de l'interrupteur au silicium commandé.
- Expliquer le fonctionnement des circuits UJT et PUT.

Vocabulaire

Amorçage	Décrochage par courant faible	Interrupteur au silicium unilatéral (SUS)	Transistor bipolaire à grille isolée
Angle d'allumage	Diac	Redresseur au silicium commandé (SCR)	Transistor unijonction (UJT)
Angle de conduction	Diode à quatre couches	Tension de déclenchement	Transistor unijonction programmable (PUT)
Courant de maintien	Diode Schockley	Thyristor	Triac
Courant gâchette de déclenchement	Générateur dents de scie		

En quelques mots

Le mot **thyristor** vient du grec et signifie « porte », comme une porte ouverte laissant quelque chose passer. Le thyristor est un composant semi-conducteur utilisant une contre-réaction interne pour obtenir un fonctionnement en interrupteur. Les plus courants sont les *redresseurs au silicium commandés* (SCR : *Silicon Controlled Rectifier*) et les *triacs*. Comme les MOS de puissance, ils peuvent contrôler des courants forts. Ils sont employés dans la protection contre les surtensions, la commande des moteurs, le chauffage, les systèmes d'éclairage et toute utilisation nécessitant des courants forts.

Bon à Savoir

La diode à quatre couches est rarement, voire jamais, utilisée dans la réalisation de circuits modernes. En fait, la plupart des fabricants de composants ne les réalisent plus. Bien que ce composant soit presque obsolète, il est traité en détail ici car la plupart des principes de fonctionnement de la diode à quatre couches peuvent s'appliquer à la plupart des thyristors les plus couramment utilisés. En fait, la plupart des thyristors ne sont rien d'autre que des variantes légères de la diode à quatre couches de base.

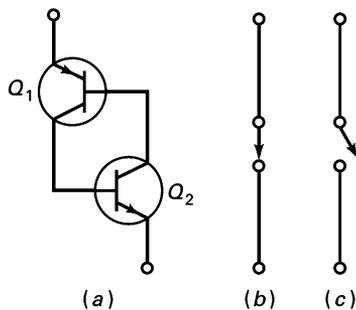


Figure 13.1
Bascule à transistors.

13.1 La diode à quatre couches

Le circuit équivalent de la figure 13.1a explique le fonctionnement du thyristor. Le transistor supérieur Q_1 est un *pnp* et le transistor inférieur Q_2 est un *npn*. Le collecteur de Q_1 alimente la base de Q_2 , et réciproquement le collecteur de Q_2 alimente la base de Q_1 .

13.1.1 Réaction positive

Le montage peu courant de la figure 13.1a utilise la *réaction positive*. Toute variation du courant base du transistor Q_2 est amplifiée par le transistor Q_1 et réinjectée pour augmenter la variation initiale. Cette réaction positive augmente la variation du courant base du transistor Q_2 jusqu'à ce que les deux transistors se retrouvent à la saturation ou au blocage.

Par exemple, si le courant base du transistor Q_2 augmente, son courant collecteur augmente. Donc, le courant base du transistor Q_1 augmente ainsi que son courant collecteur. Plus de courant collecteur dans le transistor Q_1 signifie une augmentation de courant base du transistor Q_2 . Cette réaction positive continue jusqu'à ce que les deux transistors saturent. Dans ce cas, le circuit se comporte comme un interrupteur fermé (figure 13.1b).

Au contraire, si quelque chose force le courant base du transistor Q_2 à diminuer, son courant collecteur diminue, le courant base du transistor Q_1 et son courant collecteur diminuent, augmentant la décroissance du courant base du transistor Q_2 . Ce phénomène se poursuit jusqu'à ce que les transistors arrivent au blocage ; le circuit se comporte comme un interrupteur ouvert (figure 13.1c).

Le circuit de la figure 13.1a est stable dans l'un ou l'autre des deux états *ouvert* ou *fermé*. Il restera dans le même état jusqu'à ce qu'une perturbation extérieure agisse. Si le circuit est ouvert, il restera ouvert jusqu'à ce que quelque chose augmente le courant base du transistor Q_2 . Si le circuit est fermé, il restera fermé jusqu'à ce que quelque chose diminue le courant base du transistor Q_2 . Par conséquent, ce circuit peut rester dans le même état indéfiniment, on l'appelle *bascule*.

13.1.2 Fermeture de la bascule

La figure 13.2a représente une bascule reliée à une résistance de charge et à une alimentation continue V_{CC} . Supposons la bascule ouverte, comme on le voit sur la figure 13.2b ; il n'existe pas de courant dans la résistance de charge et la tension sur la bascule est celle de l'alimentation. Ainsi, le point de fonctionnement se trouve à l'extrémité inférieure de la droite de charge (figure 13.2d).

La seule méthode pour fermer la bascule de la figure 13.2b est l'**amorçage**. Cela nécessite l'emploi d'une tension d'alimentation V_{CC} suffisante pour mettre en avalanche la diode collecteur du transistor Q_1 . Dans ce cas, le courant collecteur de Q_1 augmente, le courant base du transistor Q_2 augmente, la réaction positive est déclenchée. Tout cela amène les deux transistors à la saturation, comme nous l'avons vu précédemment. Quand ils sont saturés, les deux transistors agissent comme des court-circuits et la bascule est fermée (figure 13.2c). Théoriquement, la bascule n'a pas de tension à ses bornes quand elle est fermée et le point de fonctionnement se trouve à l'extrémité supérieure de la droite de charge (figure 13.2d).

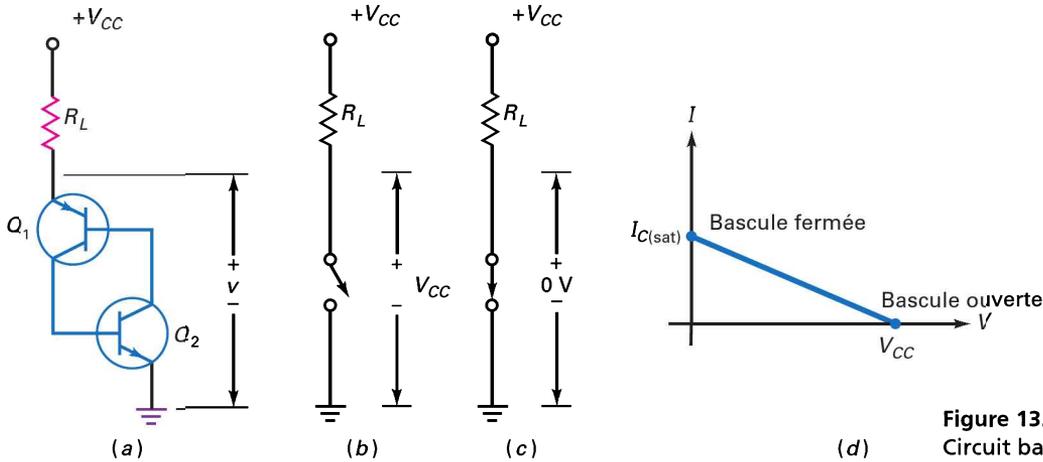


Figure 13.2
Circuit bascule.

D'après la figure 13.2a, l'amorçage peut survenir aussi quand le transistor Q_2 claqué en premier. Bien que le phénomène commence avec le claquage de l'une ou l'autre diode collecteur, il se termine toujours par les deux transistors saturés. C'est la raison pour laquelle on parle d'amorçage au lieu de *claquage* pour décrire ce type de fermeture de bascule.

13.1.3 Ouverture de la bascule

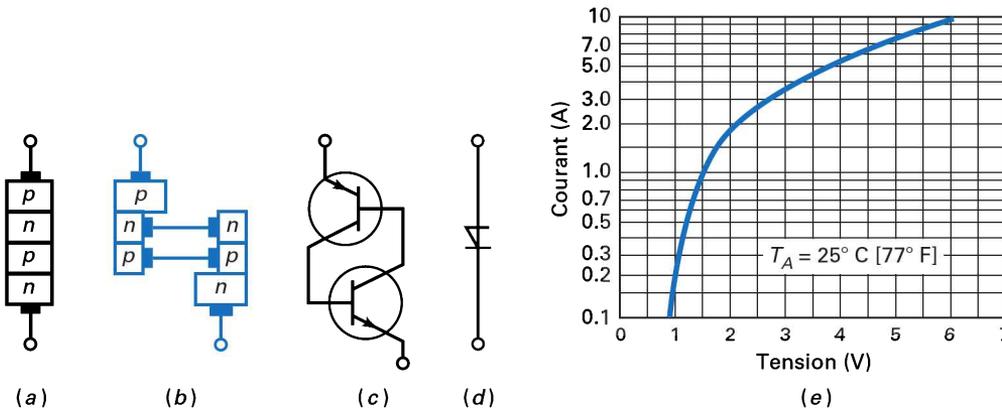
Comment faire pour ouvrir la bascule de la figure 13.2a ? En portant la tension de l'alimentation V_{CC} à zéro. On appelle ce type d'ouverture **décrochage par courant faible** car il consiste à diminuer le courant traversant la bascule jusqu'à ce que les transistors sortent de la saturation.

13.1.4 La diode Schockey

Le composant de la figure 13.3a s'appelait à l'origine la **diode Schockey**, du nom de son inventeur. On lui donne plusieurs autres dénominations : **diode à quatre couches**, *diode pnpn* ou **interrupteur au silicium unilatéral** (SUS : *Silicon Unilateral Switch*) car il laisse passer le courant dans un seul sens.

La méthode la plus facile pour comprendre son fonctionnement est de le visualiser en deux moitiés (figure 13.3b). La moitié gauche est un *transistor pnp* et la moitié droite est un transistor *npn* ; la diode *pnpn* est équivalente à la bascule représentée sur la figure 13.3c.

Figure 13.3
La diode à quatre couches.



La figure 13.3d représente le symbole de la diode à quatre couches. La seule façon pour la mettre en conduction est l'amorçage. La seule façon de l'ouvrir est le décrochage par courant faible, en réduisant le courant qui la traverse au-dessous d'une certaine valeur appelée **courant de maintien** (donnée dans les fiches techniques). Cette grandeur est la valeur du courant où les transistors passent de saturés à bloqués.

Quand la diode *pnpn* est amorcée, la tension à ses bornes est théoriquement nulle. En réalité, il reste une faible tension ; la figure 13.3e montre la courbe courant-tension pour le modèle 1N5158 en conduction. La tension aux bornes du composant augmente quand le courant augmente : 1 V à 0,2 A ; 1,5 V à 0,95 A ; 2 V à 1,8 A ; etc.

13.1.5 Caractéristiques d'amorçage

La figure 13.4 représente la courbe courant-tension d'une diode à quatre couches. Elle présente deux zones de fonctionnement : blocage et saturation. La ligne pointillée est le chemin entre les deux états précédents. Le pointillé indique que le passage entre les deux états se fait rapidement.

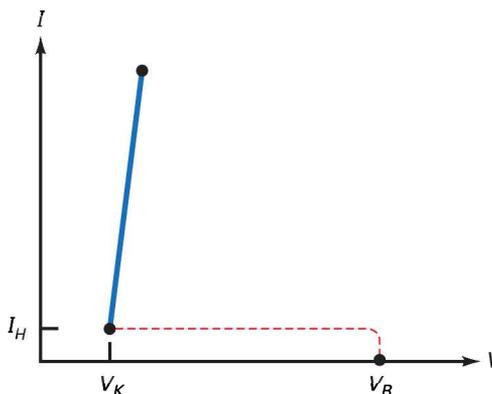


Figure 13.4
Caractéristique d'amorçage.

Quand le composant est bloqué, il n'y a pas de courant. Si la tension appliquée essaie de dépasser V_B , le composant s'amorce et évolue rapidement le long de la courbe pointillée vers la région de saturation. Quand il est à la saturation, il fonctionne sur la ligne supérieure. Tant que le courant reste supérieur au courant de maintien I_H , la diode reste conductrice. Dans le cas contraire, elle bascule à l'état bloqué.

L'approximation idéale pour la diode à quatre couches est l'assimilation à un interrupteur ouvert en régime de blocage et à un interrupteur fermé en régime saturé. La deuxième approximation comprend la tension de maintien V_K , approximativement 0,7 V (figure 13.4). Pour plus de précisions, référez-vous à la fiche technique de la diode à quatre couches.

Question 13.1

La diode de la figure 13.5 possède une tension d'amorçage 10 V. Si la tension d'entrée est portée à +15 V, quel est le courant dans la diode ?

Réponse Puisque la tension d'entrée 15 V est supérieure à la tension d'amorçage (10 V), la diode conduit. Théoriquement, elle est équivalente à un interrupteur fermé et le courant vaut :

$$I = \frac{15 \text{ V}}{100 \Omega} = 150 \text{ mA}$$

En deuxième approximation :

$$I = \frac{15 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{100 \Omega} = 143 \text{ mA}$$

Pour une réponse plus précise, regardez la figure 13.3e : vous pouvez constater que la tension sur la diode est 0,9 V pour un courant d'environ 150 mA. Donc une réponse plus précise est :

$$I = \frac{15 \text{ V} - 0,9 \text{ V}}{100 \Omega} = 141 \text{ mA}$$

13.1 Avez-vous compris ? Sur la figure 13.5, déterminer le courant dans la diode si la tension d'entrée V est égale à 12 V, en seconde approximation.

Question 13.2

La diode de la figure 13.5 possède un courant de maintien égal à 4 mA. La tension d'entrée est portée à +15 V pour fermer la diode, et ensuite elle est diminuée pour l'ouvrir. Quelle est la tension d'entrée pour l'ouverture de la diode ?

Réponse La diode s'ouvre quand le courant qui la traverse est légèrement inférieur au courant de maintien donné égal à 4 mA. À ce faible courant, la tension sur la diode est égale à la tension de seuil 0,7 V. Ce courant traversant 100 Ω, la tension d'entrée vaut :

$$V_{\text{in}} = 0,7 \text{ V} + (4 \text{ mA})(100 \Omega) = 1,1 \text{ V}$$

Ainsi, la tension d'entrée doit passer de 15 V à un peu moins de 1,1 V pour ouvrir la diode.

13.2 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 13.2 en utilisant une diode avec un courant de maintien de 10 mA.

Question 13.3

La figure 13.6a représente un **générateur dents de scie**. Le condensateur se charge pour atteindre la tension de l'alimentation, comme on le voit sur la figure 13.6b. Quand sa tension atteint +10 V, la diode *pnpn* s'amorce et devient conductrice. La décharge du condensateur provoque le *retour* (descente soudaine à zéro) du signal de sortie. Si la tension est théoriquement nulle, la diode s'ouvre et le condensateur recommence à se charger. Nous obtenons alors la dent de scie idéale représentée sur la figure 13.6b.

Que vaut la constante de temps RC de la charge du condensateur ? Quelle est la fréquence de la dent de scie dans le cas où sa période est égale à 20 % de la constante de temps ?

Réponse La constante de temps vaut :

$$RC = (2 \text{ k}\Omega)(0,02 \mu\text{F}) = 40 \mu\text{s}$$

La période est approximativement 20 % de la constante de temps, soit :

$$T = 0,2(40 \mu\text{s}) = 8 \mu\text{s}$$

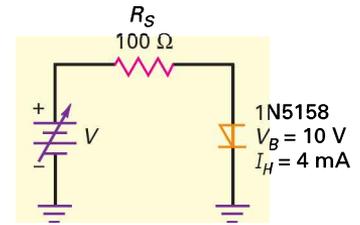
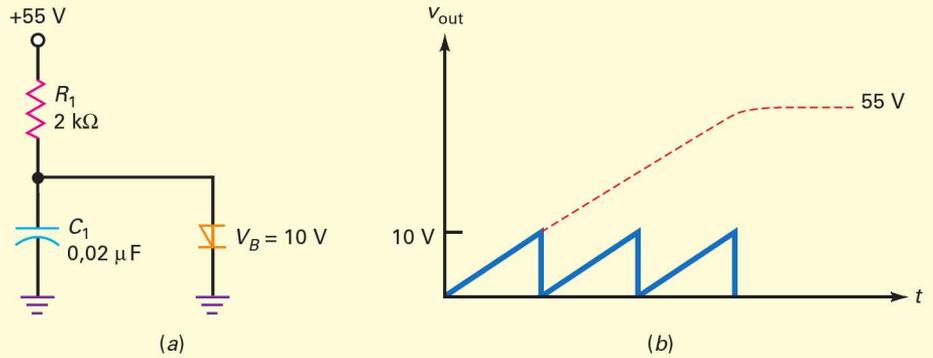


Figure 13.5

Figure 13.6
Générateur de dents de scie.



La fréquence est :

$$f = \frac{1}{8 \mu s} = 125 \text{ kHz}$$

13.3 Avez-vous compris ? Sur la figure 13.6, changer la valeur de la résistance à 1 kΩ et calculer à nouveau la fréquence de la dent de scie.

Bon à Savoir

Les SRC sont conçus pour traiter des valeurs plus élevées de courant et de tension que tout autre type de thyristor. Actuellement, certains SRC sont capables de contrôler des courants importants jusqu'à 1,5 kA et des tensions de plus de 2 kV.

13.2 Le redresseur au silicium commandé

Le **redresseur au silicium commandé (SCR : Silicon Controlled Rectifier)** est le thyristor le plus largement utilisé. Il peut commuter des courants très importants et il sert dans la commande des moteurs, les fours électriques, l'air conditionné et le chauffage à induction.

13.2.1 Déclenchement de la bascule

En ajoutant une broche à la base du transistor Q_2 (figure 13.7a), nous obtenons une deuxième méthode de fermeture du composant. Voici le déroulement des opérations : si la bascule est ouverte (figure 13.7b), le point de fonctionnement se

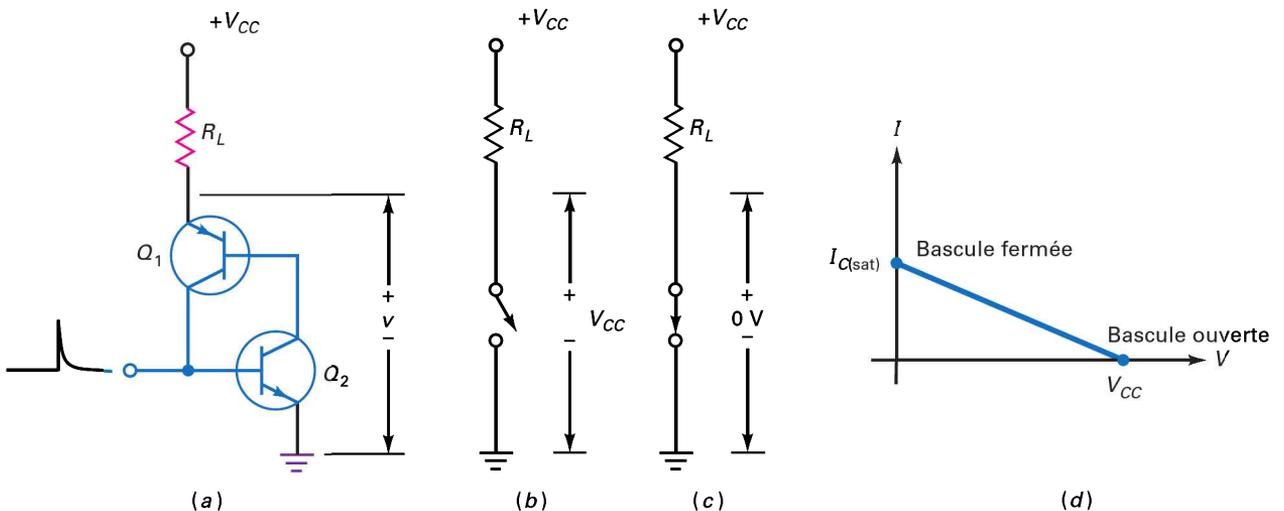


Figure 13.7 Bascule à transistor avec gâchette.

trouve à l'extrémité inférieure de la droite de charge statique (figure 13.7d). Pour fermer la bascule, nous pouvons maintenant injecter un *courant de déclenchement* (brève impulsion) sur la base de Q_2 (figure 13.7a). Cela augmente momentanément le courant dans la base de Q_2 , initialise la réaction positive qui amène les deux transistors à la saturation.

Une fois saturés, ils sont théoriquement des court-circuits et la bascule est fermée (figure 13.7c). Idéalement, elle n'a pas de tension à ses bornes et le point de fonctionnement se trouve à l'extrémité supérieure de la droite de charge (figure 13.7d).

13.2.2 Déclenchement par la gâchette

La figure 13.8a montre la structure d'un SCR. L'entrée s'appelle la *gâchette*, le sommet l'*anode* et le bas la *cathode*. Le SCR est beaucoup plus utile que la diode *pnpn* car le déclenchement par la gâchette est beaucoup plus pratique que l'amorçage.

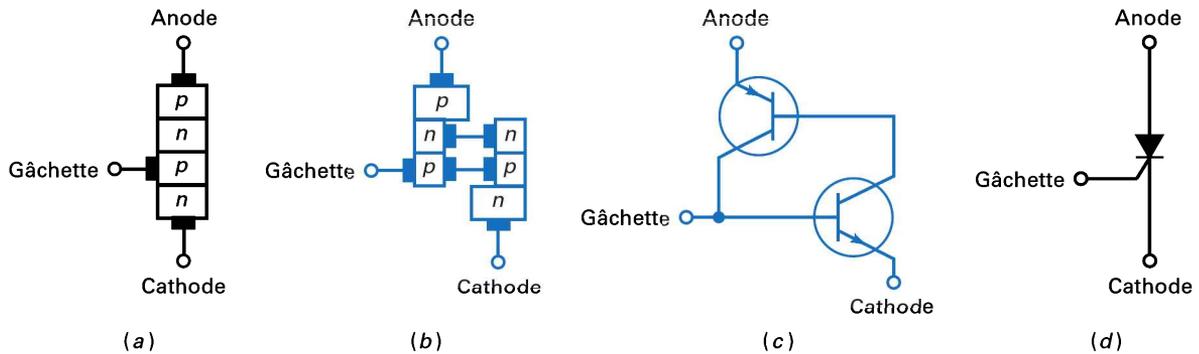


Figure 13.8
Redresseur au silicium commandé (SCR).

De nouveau, nous pouvons imaginer les quatre régions dopées en deux transistors séparés (figure 13.8b). Le SCR est équivalent à une bascule possédant une électrode de déclenchement (figure 13.8c). La figure 13.8d représente le symbole graphique ; chaque fois que vous trouverez ce symbole, souvenez-vous qu'il est équivalent à une bascule pourvue d'une entrée pour le déclenchement.

Des composants SCR types sont présentés à la figure 13.9.

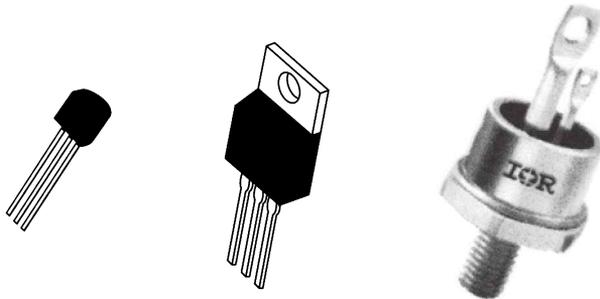


Figure 13.9
SCR typiques.

Puisque la gâchette est connectée sur la base d'un transistor interne, il faut au moins 0,7 V pour le déclencher. Les fiches techniques appellent cette valeur la **tension de déclenchement** V_{GT} . Plutôt que d'indiquer l'impédance d'entrée de la gâchette, les constructeurs donnent le courant minimal pour rendre le SCR conducteur : c'est le **courant gâchette de déclenchement** I_{GT} .

La figure 13.10 montre la fiche technique des SCR de la série 2N6504, pour lesquels la tension et le courant gâchette de déclenchement sont :

$$V_{GT} = 1,0 \text{ V et } I_{GT} = 9,0 \text{ mA}$$

2N6504 Series

Preferred Device

Silicon Controlled Rectifiers

Reverse Blocking Thyristors

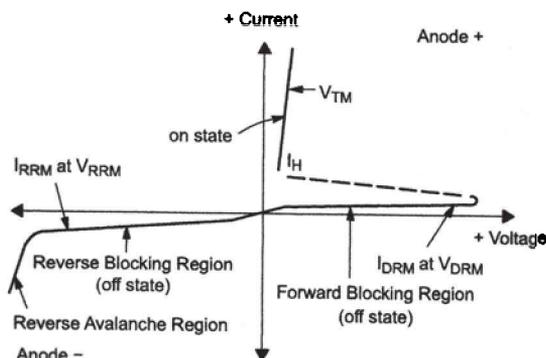
Designed primarily for half-wave ac control applications, such as motor controls, heating controls and power supply crowbar circuits.

Features

- Glass Passivated Junctions with Center Gate Fire for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermowatt Constructed for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Blocking Voltage to 800 Volts
- 300 A Surge Current Capability
- Pb-Free Packages are Available*

2N6504 Series

Voltage Current Characteristic of SCR



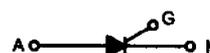
Symbol	Parameter
V_{DRM}	Peak Repetitive Off State Forward Voltage
I_{DRM}	Peak Forward Blocking Current
V_{RRM}	Peak Repetitive Off State Reverse Voltage
I_{RRM}	Peak Reverse Blocking Current
V_{TM}	Peak On State Voltage
I_H	Holding Current



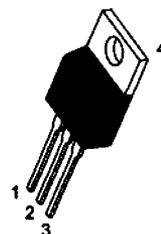
ON Semiconductor[®]

<http://onsemi.com>

SCRs
25 AMPERES RMS
50 thru 800 VOLTS



MARKING DIAGRAM



TO-220AB
CASE 221A
STYLE 3



- x = 4, 5, 7, 8 or 9
- A = Assembly Location
- Y = Year
- WW = Work Week

PIN ASSIGNMENT	
1	Cathode
2	Anode
3	Gate
4	Anode

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 3 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

Figure 13.10
Fiche technique des SCR de la série 2N6504.
(Utilisée avec la permission de SCILLC dba ON Semiconductor)

2N6504 Series

MAXIMUM RATINGS ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
*Peak Repetitive Off-State Voltage (Note 1) (Gate Open, Sine Wave 50 to 60 Hz, $T_J = 25$ to 125°C)	V_{DRM} , V_{RRM}		V
2N6504		50	
2N6505		100	
2N6507		400	
2N6508		600	
2N6509		800	
On-State Current RMS (180° Conduction Angles; $T_C = 85^\circ\text{C}$)	$I_{\text{T(RMS)}}$	25	A
Average On-State Current (180° Conduction Angles; $T_C = 85^\circ\text{C}$)	$I_{\text{T(AV)}}$	16	A
Peak Non-repetitive Surge Current (1/2 Cycle, Sine Wave 60 Hz, $T_J = 100^\circ\text{C}$)	I_{TSM}	250	A
Forward Peak Gate Power (Pulse Width $\leq 1.0 \mu\text{s}$, $T_C = 85^\circ\text{C}$)	P_{GM}	20	W
Forward Average Gate Power ($t = 8.3 \text{ ms}$, $T_C = 85^\circ\text{C}$)	$P_{\text{G(AV)}}$	0.5	W
Forward Peak Gate Current (Pulse Width $\leq 1.0 \mu\text{s}$, $T_C = 85^\circ\text{C}$)	I_{GM}	2.0	A
Operating Junction Temperature Range	T_J	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +150	$^\circ\text{C}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

- V_{DRM} and V_{RRM} for all types can be applied on a continuous basis. Ratings apply for zero or negative gate voltage; however, positive gate voltage shall not be applied concurrent with negative potential on the anode. Blocking voltages shall not be tested with a constant current source such that the voltage ratings of the devices are exceeded.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
*Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta\text{JC}}$	1.5	$^\circ\text{C/W}$
*Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes 1/8 in from Case for 10 Seconds	T_L	280	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

*Peak Repetitive Forward or Reverse Blocking Current ($V_{\text{AK}} = \text{Rated } V_{\text{DRM}} \text{ or } V_{\text{RRM}}$, Gate Open)	I_{DRM} , I_{RRM}	-	-	10	μA
$T_J = 25^\circ\text{C}$					
$T_J = 125^\circ\text{C}$				2.0	mA

ON CHARACTERISTICS

*Forward On-State Voltage (Note 2) ($I_{\text{TM}} = 50 \text{ A}$)	V_{TM}	-	-	1.8	V
*Gate Trigger Current (Continuous dc) ($V_{\text{AK}} = 12 \text{ Vdc}$, $R_L = 100 \Omega$)	I_{GT}	-	9.0	30	mA
$T_C = 25^\circ\text{C}$					
$T_C = -40^\circ\text{C}$				75	
*Gate Trigger Voltage (Continuous dc) ($V_{\text{AK}} = 12 \text{ Vdc}$, $R_L = 100 \Omega$, $T_C = -40^\circ\text{C}$)	V_{GT}	-	1.0	1.5	V
Gate Non-Trigger Voltage ($V_{\text{AK}} = 12 \text{ Vdc}$, $R_L = 100 \Omega$, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	V_{GD}	0.2	-	-	V
*Holding Current ($V_{\text{AK}} = 12 \text{ Vdc}$, Initiating Current = 200 mA, Gate Open)	I_{H}	-	18	40	mA
$T_C = 25^\circ\text{C}$					
$T_C = -40^\circ\text{C}$				80	
*Turn-On Time ($I_{\text{TM}} = 25 \text{ A}$, $I_{\text{GT}} = 50 \text{ mA}$)	t_{gt}	-	1.5	2.0	μs
Turn-Off Time ($V_{\text{DRM}} = \text{rated voltage}$) ($I_{\text{TM}} = 25 \text{ A}$, $I_{\text{R}} = 25 \text{ A}$) ($I_{\text{TM}} = 25 \text{ A}$, $I_{\text{R}} = 25 \text{ A}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	t_{q}	-	15	-	μs
			35	-	

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Critical Rate of Rise of Off-State Voltage (Gate Open, Rated V_{DRM} , Exponential Waveform)	dv/dt	-	50	-	V/ μs
---	---------	---	----	---	------------------

*Indicates JEDEC Registered Data.

- Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

<http://onsemi.com>

2

Figure 13.10 (suite)

Cela signifie que la source de commande de la gâchette du 2N6504 doit pouvoir fournir au moins 9,0 mA sous 1,0 V pour fermer le SCR.

Quant à la tension de retournement (*breakover voltage*), valeur de la tension anode cathode pour laquelle le thyristor s'amorce, et qui dépend du signal de commande éventuellement appliqué sur la gâchette, elle est spécifiée pour des pointes répétitives de tension en mode bloqué (ou *off state*), V_{DRM} , et des pointes répétitives de tension inverse en mode bloqué, V_{RRM} . Selon le SCR utilisé, la tension de retournement varie de 50 V à 800 V.

13.2.3 Tension d'entrée

Un redresseur au silicium commandé tel que celui de la figure 13.11 reçoit une tension de gâchette V_G . Quand elle est supérieure à V_{GT} , le SCR se ferme et la tension de sortie descend de $+V_{CC}$ à une valeur très petite. Parfois, une résistance est insérée dans le circuit de gâchette pour limiter le courant gâchette à une valeur acceptable. La tension d'entrée pour fermer le SCR doit être supérieure à :

$$V_{in} = V_{GT} + I_{GT}R_G \quad (13.1)$$

Dans cette relation, V_{GT} et I_{GT} sont la tension et le courant de déclenchement du composant. Vous trouvez ces grandeurs dans la fiche technique ; pour le SCR 2N4441, $V_{GT} = 0,75$ V et $I_{GT} = 10$ mA. Ayant la valeur de la résistance R_G , le calcul de V_{in} est immédiat. En cas d'absence de résistance de gâchette, R_G représente la résistance de Thévenin du circuit de commande. À moins que la relation (13.1) soit satisfaite, le SCR ne se fermera pas.

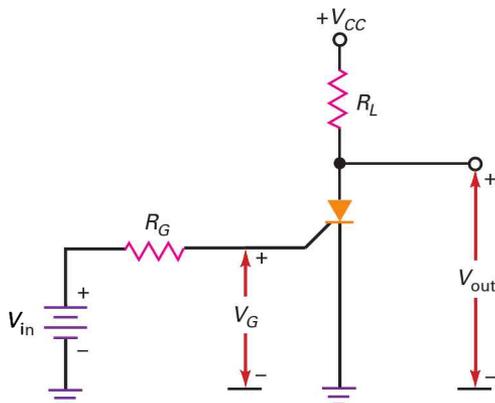


Figure 13.11
Circuit SCR élémentaire.

13.2.4 Ouverture du SCR

Une fois le SCR conducteur, il le reste même si la tension V_{in} est annulée, la tension de sortie reste basse indéfiniment. La seule manière d'ouvrir le composant est de diminuer son courant au-dessous de la valeur de maintien ; ceci est généralement réalisé en amenant la tension d'alimentation V_{CC} à une faible valeur. La fiche technique du 2N6504 indique un courant de maintien typique de 18 mA. Puisque le courant de maintien traverse la résistance de charge (figure 13.11), la tension d'alimentation d'ouverture doit être inférieure à :

$$V_{CC} = 0,7 \text{ V} + I_H R_L \quad (13.2)$$

Hormis la réduction de V_{CC} , il existe d'autres méthodes pour ouvrir le SCR, notamment l'*interruption de courant* et la *commutation forcée*. Si on ouvre

l'interrupteur série (SW), comme le montre la figure 13.12a, ou qu'on ferme l'interrupteur parallèle de la figure 13.12b, le courant anode-cathode diminue en deçà de sa valeur de maintien, ce qui force le SCR à passer en état bloqué.

En commutation forcée, comme le montre la figure 13.12c, lorsque l'interrupteur est fermé, une tension négative, V_{AK} , est momentanément appliquée entre l'anode et la cathode du SCR. Ceci a pour effet de réduire le courant anode-cathode en deçà du courant de maintien I_H et de faire passer le SCR en mode bloqué. Sur les circuits réels, les interrupteurs (SW) sont remplacés par des transistors à jonction ou des JFET.

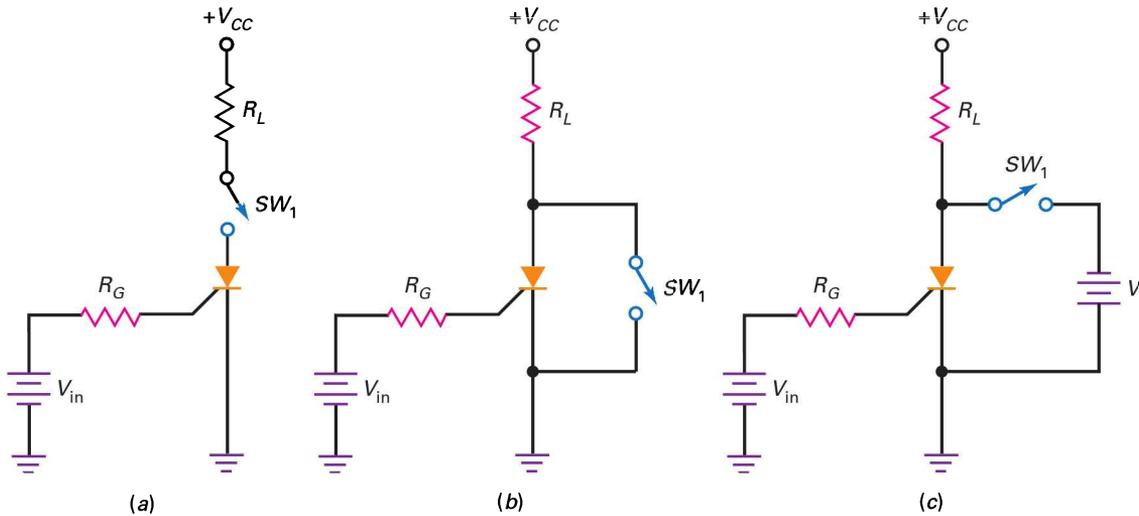


Figure 13.12
Ouverture d'un SCR.

13.2.5 MOS de puissance ou SCR ?

Bien que le MOS de puissance et le redresseur au silicium commandé puissent tous les deux commuter des courants importants, ils sont fondamentalement différents. La clé de leur différence est la méthode d'ouverture. La tension grille d'un MOS de puissance ouvre et ferme le composant. Ce n'est pas le cas du SCR, seule une tension sur la gâchette peut le fermer.

La figure 13.13 illustre cette différence. D'après la figure 13.13a, lorsque la tension grille devient haute, la tension de sortie devient basse ; inversement, quand la tension grille devient basse, la sortie devient haute. En d'autres termes, une impulsion rectangulaire en entrée produit une impulsion rectangulaire inversée en sortie.

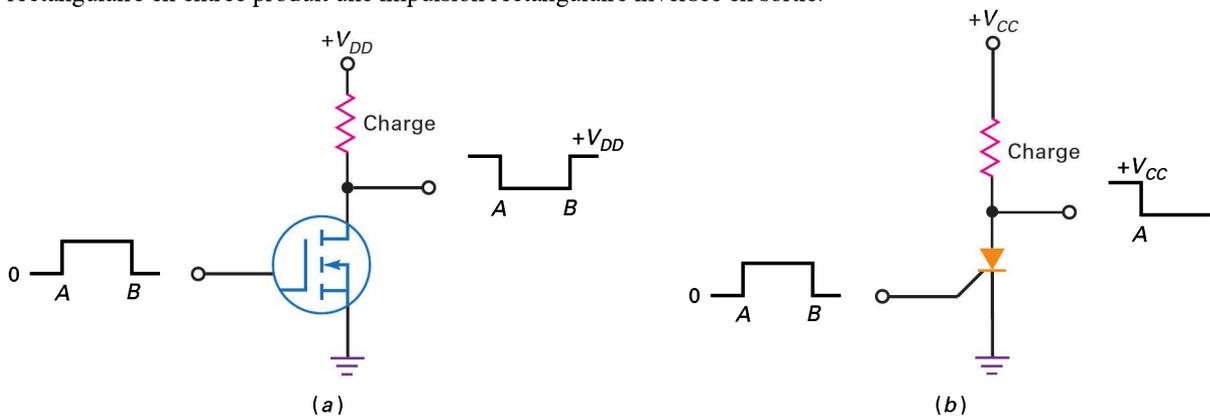


Figure 13.13 MOS de puissance ou SCR.

Dans la figure 13.13b, si la tension d'entrée du SCR devient haute, la tension de sortie devient basse. Mais, quand la tension d'entrée devient basse, la tension de sortie reste basse. Avec un SCR, une impulsion rectangulaire en entrée donne un échelon négatif en sortie ; le SCR ne s'ouvre plus.

Les deux composants devant être ouverts de manière différente, leurs applications sont distinctes. Les MOS de puissance réagissent comme des interrupteurs à bouton-poussoir, tandis que les redresseurs au silicium commandés se comportent comme des interrupteurs unipolaires. Plus simple à commander, le MOS de puissance est très souvent en interface entre un circuit numérique et une charge importante. Vous trouvez des SCR dans les applications où le basculement est fondamental.

III Multisim

Question 13.4

D'après la figure 13.14, le SCR possède une tension de déclenchement $0,75\text{ V}$ et un courant de déclenchement 7 mA . Quelle est la valeur de la tension d'entrée de fermeture ? Si le courant de maintien est égal à 6 mA , quelle est la tension de l'alimentation pour l'ouverture ?

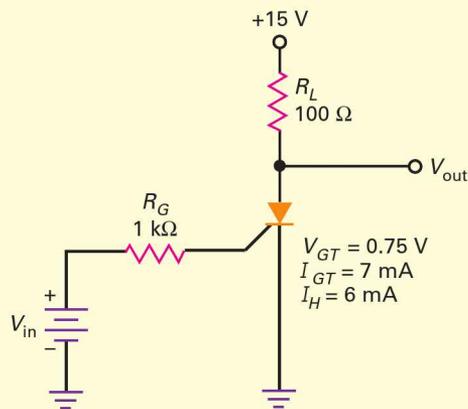


Figure 13.14

Réponse Selon la relation (13.1), la tension minimale nécessaire pour le déclenchement est :

$$V_{in} = 0,75\text{ V} + (7\text{ mA})(1\text{ k}\Omega) = 7,75\text{ V}$$

Avec la relation (15.2), la tension d'alimentation pour l'ouverture est :

$$V_{CC} = 0,7\text{ V} + (6\text{ mA})(100\ \Omega) = 1,3\text{ V}$$

13.4 Avez-vous compris ? Sur la figure 13.14, calculer la valeur de la tension d'entrée de fermeture et la valeur de la tension d'alimentation pour l'ouverture en utilisant les spécifications types du SCR 2N6504.

Question 13.5

Que fait le circuit de la figure 13.15a ? Quelle est la valeur crête de la tension de sortie ? Quelle est la fréquence de la dent de scie si sa période est 20 % de la constante de temps ?

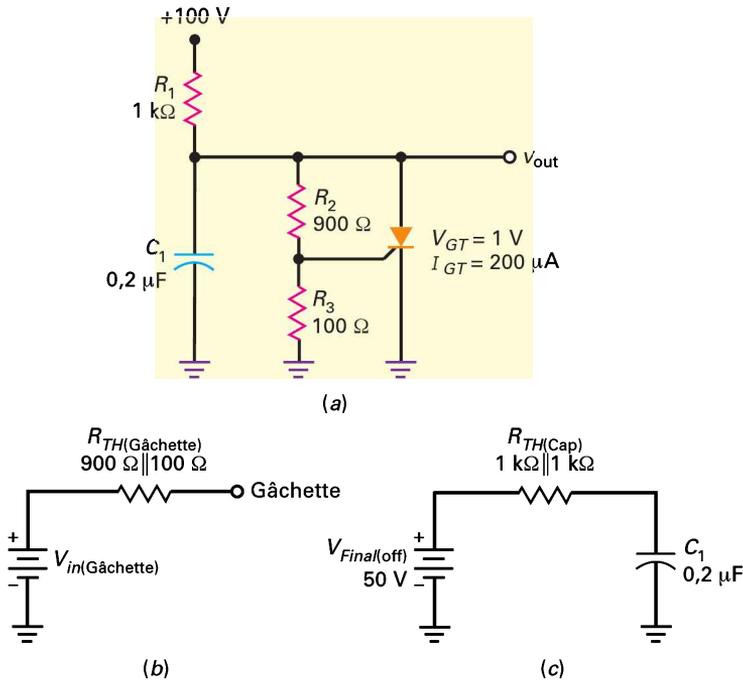


Figure 13.15

Réponse Lorsque la tension sur le condensateur augmente, le SCR finit par se fermer et décharge rapidement le condensateur. Quand le SCR est ouvert, le condensateur se recharge. Donc la forme de la tension de sortie est une dent de scie semblable à celle de la figure 13.6*b* abordée dans la question 13.3.

La figure 13.15*b* montre le circuit équivalent de Thévenin faisant face à la gâchette. La résistance de Thévenin vaut :

$$R_{TH} = 900 \Omega \parallel 100 \Omega = 90 \Omega$$

Selon la relation (15.1), la tension d'entrée nécessaire pour la fermeture est :

$$V_{in} = 1 \text{ V} + (200 \mu\text{A})(90 \Omega) \approx 1 \text{ V}$$

À cause du rapport 10/1 du diviseur de tension, la tension sur la gâchette est le dixième de la tension de sortie. Donc la valeur de celle-ci au point de déclenchement du SCR est :

$$V_{pic} = 10(1 \text{ V}) = 10 \text{ V}$$

La figure 13.15*c* représente le circuit équivalent de Thévenin vu par le condensateur quand le SCR est ouvert. Sur celui-ci, vous voyez que le condensateur se charge jusqu'à +50 V selon une constante de temps :

$$RC = (500 \Omega)(0,2 \mu\text{F}) = 100 \mu\text{s}$$

Or la période de la dent de scie est 20 % de RC :

$$T = 0,2(100 \mu\text{s}) = 20 \mu\text{s}$$

La fréquence est :

$$f = \frac{1}{20 \mu\text{s}} = 50 \text{ kHz}$$

13.2.6 Test d'un SCR

Les thyristors, comme les SCR, gèrent sur des plages de courant assez larges et doivent le plus souvent travailler en blocage sur des tensions élevées. Ce sont là des conditions de fonctionnement difficiles qui peuvent entraîner des pannes ou des destructions de composants. Les pannes les plus fréquentes sont l'ouverture du lien anode-cathode, voire sa mise en court-circuit, ou la perte de commande de la gâchette de déclenchement.

La figure 13.16a propose un montage qui permet de tester un SCR. Avant d'appuyer sur l'interrupteur SW_1 , le courant I_{AK} doit être égal à zéro et la tension V_{AK} approximativement égale à V_A . Lorsqu'on appuie sur SW_1 , le courant I_{AK} doit passer à une valeur proche de V_A/R_L et V_{AK} doit atteindre une valeur d'environ 1 V. V_A et R_L doivent être choisies de telle façon que les valeurs des courant et tension nécessaires soient atteintes. Lorsqu'on relâche l'interrupteur SW_1 , le SCR doit rester dans un état « on » (conducteur). La tension d'alimentation de l'anode, V_A , peut alors être réduite jusqu'à ce que le SCR passe en état « off » (blocage). En observant la valeur du courant d'anode juste avant le passage à l'état « off » du SCR, on peut déterminer le courant de maintien.

Une autre façon de tester un SCR consiste à utiliser un ohmmètre qui doit être capable de fournir une tension et un courant de gâchette suffisants pour déclencher le SCR en le faisant passer à l'état « on », à condition qu'un courant de maintien suffisant soit généré et entretenu par l'ohmmètre pour le maintenir dans cet état. La plupart des multimètres numériques sont capables de fournir un courant de 100 mA et une tension de 1,5 V sur la plage de résistance $R \times 1$. La figure 13.16b montre comment placer l'ohmmètre entre l'anode et la cathode, en prenant la précaution de relier la gâchette à l'anode. En cas d'inversion de polarité, on mesurerait une très grande résistance. Lorsque l'ohmmètre est branché comme indiqué sur la figure 13.16b, le SCR passe à l'état « on », l'ohmmètre indique alors une faible valeur de résistance. Lorsque le lien gâchette anode est débranché le SCR reste dans l'état « on ». Le fait de débrancher l'ohmmètre subrepticement de l'anode fait passer le SCR à l'état « off ».

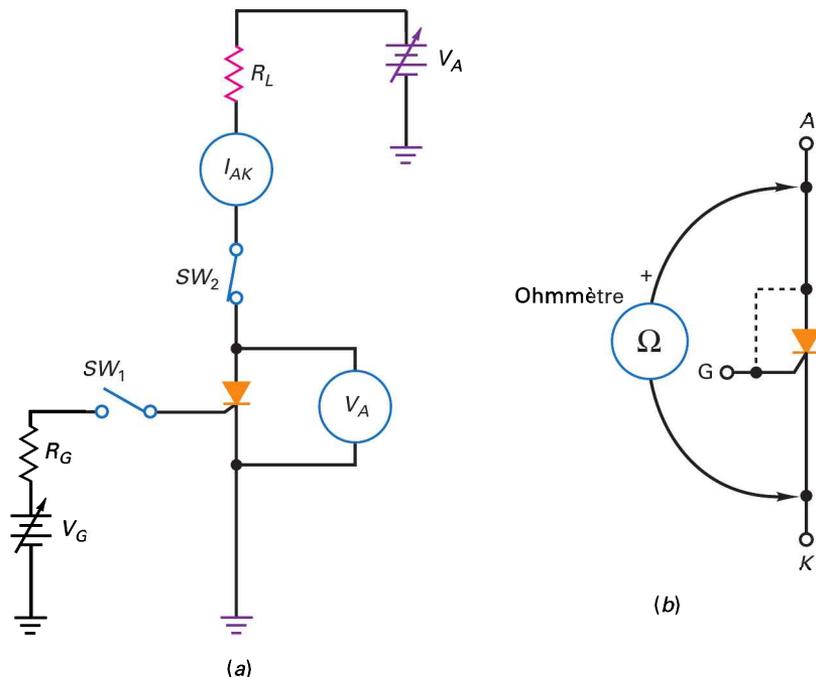


Figure 13.16
Test d'un SCR :
(a) avec un circuit de test,
(b) avec un ohmmètre.

13.3 Protection contre les surtensions par SCR

Si quelque chose se passe à l'intérieur d'une alimentation et provoque une tension de sortie excessivement haute, les conséquences peuvent être catastrophiques. Pourquoi ? Parce que certaines charges telles que les CI numériques ne peuvent supporter trop de tension d'alimentation sans être détruites. Une des applications les plus importantes des SCR est la protection des charges fragiles et chères contre les surtensions des alimentations.

13.3.1 Prototype : le SCR crowbar

La figure 13.17 représente une alimentation de tension V_{CC} reliée à une charge protégée par un montage de type *crowbar*. Dans les conditions normales, V_{CC} est inférieure à la tension de claquage de la diode Zener. Dans ces conditions, il n'y a pas de tension sur la résistance R , et le SCR reste ouvert ; la charge reçoit la tension V_{CC} , tout va bien.

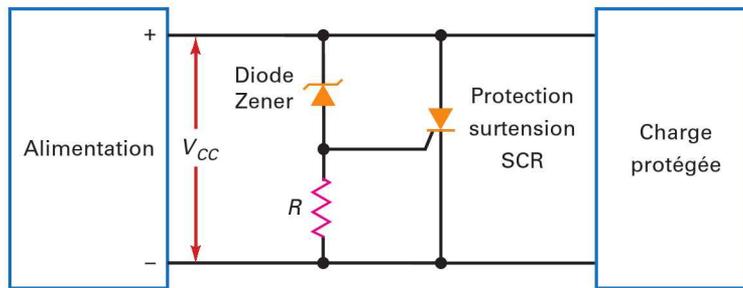


Figure 13.17
Limiteur de surtension à SCR.

Maintenant, imaginons que la tension de l'alimentation augmente pour une raison quelconque. Si la tension V_{CC} est trop importante, la diode Zener conduit et une tension apparaît aux bornes de la résistance R . Si cette tension est supérieure à la tension de déclenchement du SCR, il s'amorce et devient une bascule fermée. Cela revient à court-circuiter les bornes de la charge par la soudaine fermeture d'une pince (*crowbar*). La fermeture du SCR étant très rapide ($1 \mu\text{s}$ pour le 2N4441), la charge est rapidement protégée contre les effets destructeurs d'une forte surtension. La surtension qui provoque la mise en conduction du SCR est :

$$V_{CC} = V_Z + V_{GT} \quad (13.3)$$

La protection par court-circuit, bien qu'elle soit draconienne, est nécessaire pour de nombreux circuits intégrés numériques qui ne supportent pas les surtensions. Pour éviter les destructions coûteuses, vous utilisez cette protection pour court-circuiter les bornes de la charge dès les premiers signes de surtension. Cependant, avec cette méthode, il faut munir les alimentations d'un fusible ou d'une *limitation de courant* (envisagée plus tard) pour leur éviter des dégâts.

13.3.2 Gain en tension

La protection contre les surtensions de la figure 13.17 est un *prototype*, un circuit de base qui peut être modifié et amélioré. Cette protection convient telle quelle pour de nombreuses applications. Cependant, elle pâtit d'une *mise en conduction douce* car le coude de la tension Zener est courbe plutôt qu'abrupt. L'effet de la dispersion des tensions Zener et la mise en conduction douce provoquent un supplément de tension qui peut être dangereux avant que le SCR ne se ferme.

Pour surmonter ce problème, on ajoute un gain en tension (figure 13.18). Normalement, le transistor est bloqué ; si la tension de sortie augmente, il conduit et provoque une forte tension sur la résistance R_4 . Puisque le transistor donne un gain en tension stabilisé égal à R_4/R_3 , une petite surtension va déclencher le SCR.

Remarquez l'emploi d'une diode ordinaire et non d'une diode Zener. Elle compense en température la diode émetteur-base du transistor. L'*ajustage du déclenchement* nous permet de positionner le *point de déclenchement* typiquement aux environs de 10 à 15 % au-dessus de la tension normale.

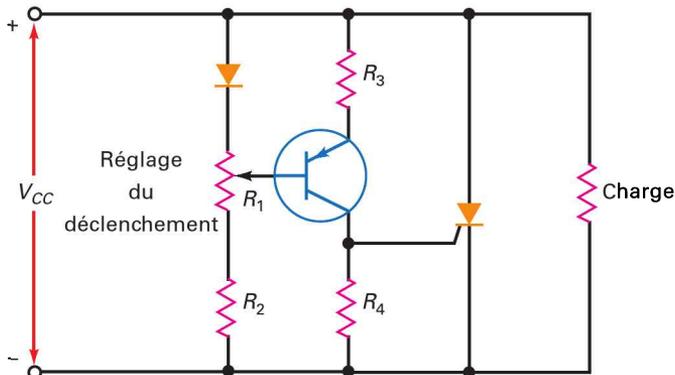


Figure 13.18
Limiteur de surtension
avec transistor.

13.3.3 Gain en tension intégré

La figure 13.19 montre une bien meilleure solution. Le triangle symbolise un amplificateur intégré appelé *comparateur*. Il possède une entrée non inverseuse (+) et une entrée inverseuse (-). Quand l'entrée non inverseuse est soumise à une tension supérieure à celle de l'entrée inverseuse, la tension de sortie est positive. Inversement, quand la tension de l'entrée inverseuse est plus grande que celle de l'entrée non inverseuse, la sortie est négative.

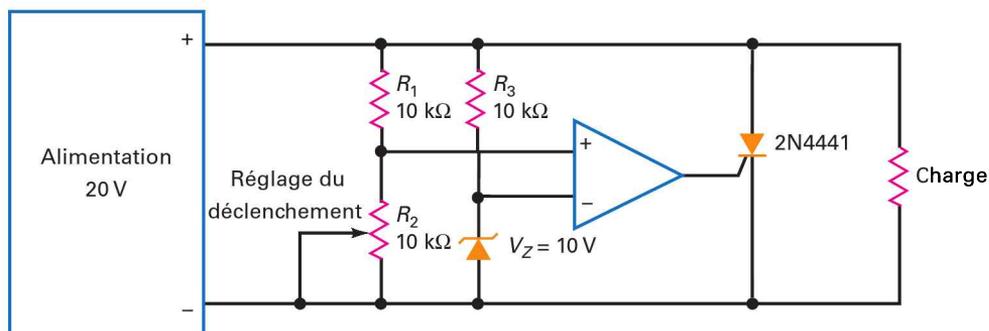


Figure 13.19
Limiteur de surtension
avec CI.

L'ampli présente un très fort gain en tension, classiquement 100 000 ou plus. Grâce à cela, il peut détecter la plus faible des surtensions. La diode Zener impose 10 V sur l'entrée (-) de l'ampli ; la tension de l'alimentation étant 20 V (tension nominale), l'ajustement du déclenchement est positionné pour donner un tout petit peu moins de 10 V sur l'entrée (+). Puisque l'entrée (-) est supérieure à l'entrée (+), la sortie de l'ampli est négative et le SCR est ouvert.

Dans le cas où la tension de sortie de l'alimentation dépasse 20 V, l'entrée (+) de l'ampli devient supérieure à l'entrée (-), la tension de sortie devient positive et le SCR entre en conduction. Tout ceci protège rapidement de l'alimentation en court-circuitant les bornes de la charge finale.

13.3.4 Le crowbar intégré

La solution la plus simple consiste à utiliser un circuit intégré de protection contre les surtensions comme celui représenté par la figure 13.20. Il est construit à partir d'une diode Zener, de transistors et d'un SCR. Le CI SK9345 est un modèle de chez RCA disponible dans le commerce. Il est destiné aux alimentations de + 5 V, le CI SK9346 pour + 12 V et le CI SK9347 pour + 15 V.

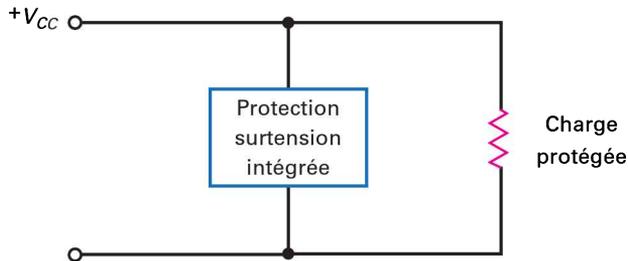


Figure 13.20
Limiteur de surtension en CI.

L'utilisation du CI SK9345 (figure 13.20) convient à la charge d'une alimentation de + 5 V ; la fiche technique indique qu'il se déclenche à + 6,6 V avec une tolérance de $\pm 0,2$ V, cela signifie qu'il commute entre 6,4 V et 6,8 V. De nombreux CI numériques ont une tension maximale admissible égale à 7 V, le CI SK9345 les protège dans toutes les conditions de fonctionnement.

Question 13.6

||| Multisim

Calculez la tension d'alimentation qui déclenche la protection représentée sur la figure 13.21.

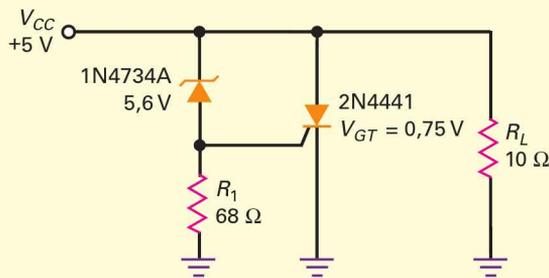


Figure 13.21

Réponse La diode 1N752 a une tension de claquage 5,6 V, et le SCR 2N4441 a une tension de déclenchement sur la gâchette 0,75 V. Selon la relation (13.3) :

$$V_{CC} = V_Z + V_{GT} = 5,6 \text{ V} + 0,75 \text{ V} = 6,35 \text{ V}$$

Quand la tension de l'alimentation atteint cette valeur, le SCR se déclenche.

Ce prototype de protection contre les surtensions est suffisant si l'application n'est pas trop sensible à la valeur exacte de la tension de commutation du SCR. Par exemple, la diode Zener 1N752 présente une tolérance de $\pm 10\%$; sa tension de claquage peut varier de 5,04 V à 6,16 V. Le SCR 2N4441 a une tension de déclenchement la plus défavorable égale à 1,5 V. Ainsi, la surtension peut atteindre la valeur :

$$V_{CC} = 6,16 \text{ V} + 1,5 \text{ V} = 7,66 \text{ V}$$

Puisque beaucoup de circuits intégrés numériques ont une tension maximale 7 V, le montage simple de la figure 13.21 ne peut pas être utilisé pour leur protection.

13.6 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 13.6 en utilisant une diode Zener 1N4733A. Cette diode a une tension de Zener de $5,1 \text{ V} \pm 5 \%$.

13.4 SCR commandé par la phase

L'encart *À retenir* 13.1 donne les paramètres de quelques SCR disponibles dans le commerce. Les tensions gâchette de déclenchement varient de 0,8 V à 2 V, et les courants de déclenchement sont dans une plage allant de 200 μA à 50 mA. Remarquez aussi les courants d'anode compris entre 1,5 A et 70 A. Ces composants peuvent commander des charges industrielles très importantes en utilisant le contrôle de phase.

À RETENIR 13.1 – Modèles de SCR

Composant	$V_{\text{GT}} \text{ (V)}$	I_{GT}	$I_{\text{max}} \text{ (A)}$	$V_{\text{max}} \text{ (V)}$
TCR22-2	0,8	200 μA	1,5	50
T106B1	0,8	200 μA	4	200
S4020L	1,5	15 mA	10	400
S6025L	1,5	39 mA	25	600
S1070W	2	50 mA	70	100

13.4.1 Le circuit RC contrôle l'angle de phase

La figure 13.22a illustre la tension alternative du réseau appliquée sur un montage à SCR contrôlant un courant fort dans une charge. Dans ce montage, la résistance R_1 et le condensateur C décalent la phase du signal sur la gâchette. Si la résistance R_1 est nulle, la tension sur la gâchette est en phase avec la tension du réseau et le SCR fonctionne comme un redresseur simple alternance. La résistance R_2 limite le courant de gâchette à une valeur acceptable.

Lorsque la résistance R_1 augmente, la tension sur la gâchette est en retard par rapport à la tension secteur d'un angle compris entre 0 et 90°, comme nous le voyons sur les figures 13.22b et 13.22c. Avant le point de déclenchement repéré sur la figure 13.22c, le composant est ouvert et le courant dans la charge nul. Au point de déclenchement, la tension sur le condensateur est suffisante pour fermer le SCR. À ce moment, presque toute la tension secteur se retrouve sur la charge et son courant devient fort. Théoriquement, le SCR reste conducteur jusqu'à ce que la tension secteur change de signe. Ceci est illustré aux figures 13.22d et e.

L'angle à partir duquel le SCR se déclenche (s'allume) est appelé l'**angle d'allumage** : l'angle θ_{all} sur la figure 13.22b ; l'angle entre le départ et la fin de la conduction $\theta_{\text{conduction}}$ s'appelle l'**angle de conduction**. Le dipôle RC de la figure 13.22a peut faire varier l'angle d'allumage de 0 à 90°, ce qui entraîne une évolution de l'angle de conduction de 180° à 90°.

Bon à Savoir

Dans la figure 13.22a, un autre réseau RC de décalage de phase peut être ajouté pour fournir un contrôle d'environ 0 à 180°.

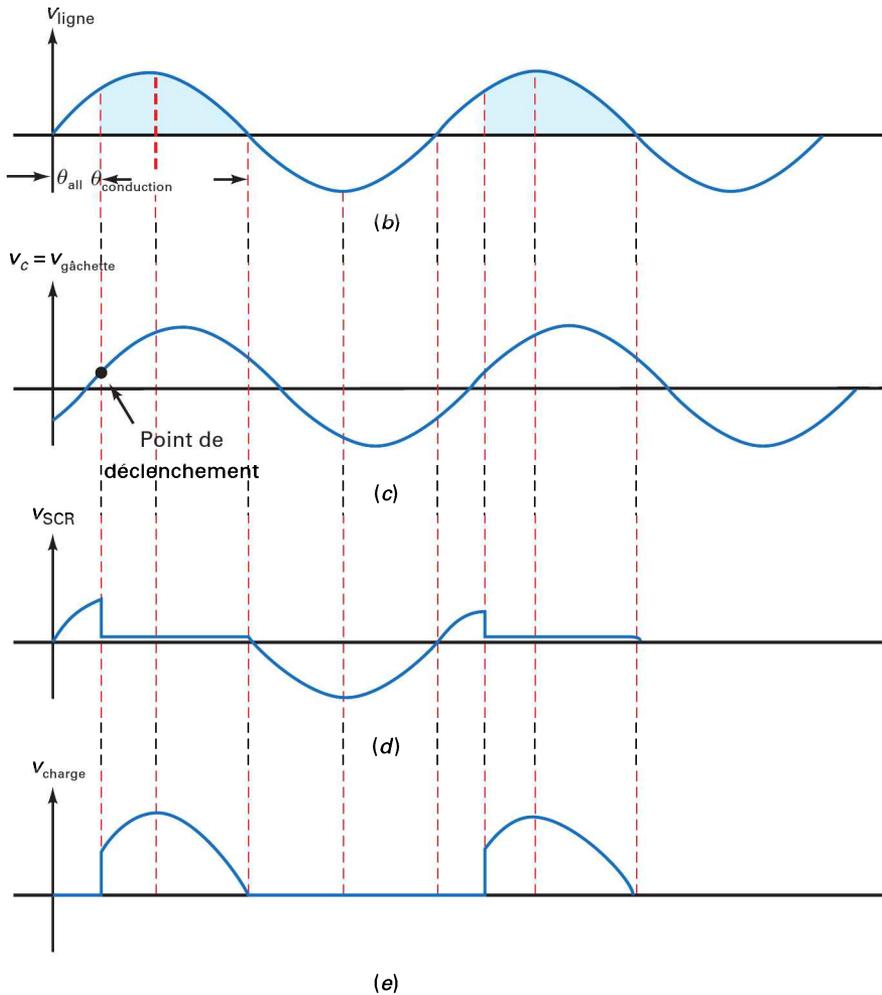
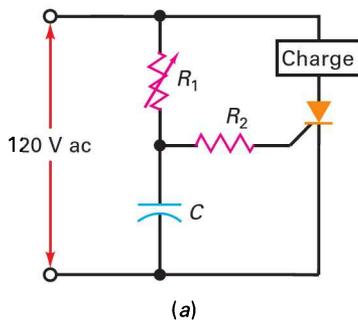


Figure 13.22
SCR commandé par la phase.

Les parties ombrées de la figure 13.22b indiquent la conduction. Le déphasage de la tension de commande est fonction de la valeur de la résistance R_1 , elle permet de commander l'étendue de la partie ombrée. Autrement dit, il est possible de commander la valeur moyenne du courant traversant la charge. C'est un dispositif très utile pour changer la vitesse d'un moteur, la luminosité d'une lampe, la température d'un four à induction.

On peut calculer le décalage de phase du signal introduit par le circuit RC en utilisant des techniques classiques d'analyse de circuit. Cela permet de déterminer l'angle d'allumage et l'angle de conduction du circuit. Pour connaître la valeur de la tension sur le condensateur, on peut utiliser la démarche suivante :

Commencer par calculer la réactance capacitive de C avec :

$$X_c = \frac{1}{2\pi f c}$$

L'impédance et le déphasage angulaire du circuit RC sont donnés par :

$$Z_T = \sqrt{R^2 + X_C^2} \quad (13.4)$$

$$\theta_z = \angle - \arctan \frac{X_C}{R} \quad (13.5)$$

En prenant la tension d'entrée comme point de référence, le courant dans le condensateur C est égal à :

$$I_C = \angle \theta = \frac{V_{in} \angle 0^\circ}{Z_T \angle - \arctan \frac{X_C}{R}}$$

C'est alors que la tension sur le condensateur vaut :

$$V_C = (I_C \angle \theta)(X_C \angle -90^\circ)$$

La valeur approximative du décalage de phase est sensiblement égale à l'angle d'allumage du circuit. Quant à l'angle de conduction, on le calcule par soustraction à 180° de l'angle d'allumage.

||| Multisim

Question 13.7

Sur la figure 13.22a, déterminer de façon approximative les angles d'allumage et de conduction lorsque $R = 26 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,1 \mu\text{F}$.

Réponse L'angle d'allumage peut être calculé au moyen de la relation :

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{(2\pi)(60 \text{ Hz})(0,1 \mu\text{F})} = 26,5 \text{ k}\Omega$$

Comme la réactance capacitive est définie pour un angle de 90° :

$$X_C = 26,5 \text{ k}\Omega \angle -90^\circ$$

On trouve alors l'impédance totale du circuit RC et l'angle de déphasage par :

$$Z_T = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{(26 \text{ k}\Omega)^2 + (26,5 \text{ k}\Omega)^2} = 37,1 \text{ k}\Omega$$

$$\theta_z = \angle - \arctan \frac{X_C}{R} = \angle - \arctan \frac{26,5 \text{ k}\Omega}{26 \text{ k}\Omega} = -45,5^\circ$$

Étant donné que :

$$Z_T = 37,1 \text{ k}\Omega \angle -45,5^\circ$$

En prenant la tension d'entrée comme point de référence, le courant dans le condensateur C est égal à :

$$I_C = \frac{V_{in} \angle 0^\circ}{Z_T \angle \theta} = \frac{120 V_{ac} \angle 0^\circ}{37,1 \text{ k}\Omega \angle -45,5^\circ} = 3,23 \text{ mA} \angle 45,5^\circ$$

La tension aux bornes du condensateur peut être déterminée par :

$$V_C = (I_C \angle \theta)(X_C \angle -90^\circ) = (3,23 \text{ mA} \angle 45,5^\circ)(26,5 \text{ k}\Omega \angle -90^\circ)$$

$$V_C = 85,7 V_{ac} \angle -44,5^\circ$$

Comme le déphasage introduit par le condensateur est de $-44,5^\circ$, l'angle d'allumage du circuit est sensiblement identique, et donc égal à $-44,5^\circ$. Une fois le SCR en conduction, il reste dans cet état jusqu'à ce que la valeur du courant qui le traverse devienne inférieure à I_H . Ce qui se produit lorsque la tension d'entrée passe à 0 V.

Ainsi, l'angle de conduction est égal à :

$$\theta = 180^\circ - 44,5^\circ = 135,5^\circ$$

13.7 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice précédent avec une résistance $R = 50 \text{ k}\Omega$.

Le contrôleur de phase RC de la figure 13.22a constitue une méthode fondamentale de commande du courant moyen dans la charge. L'étendue de la variation du courant est limitée car la variation du déphasage s'étend de 0 à 90° . Avec des amplis op et des circuits RC sophistiqués, on peut le faire varier de 0 à 180° , ce qui permet d'avoir des courants moyens allant de 0 au maximum.

13.4.2 Vitesse de montée critique

Lorsque la tension utilisée pour alimenter un SCR est alternative, il est possible d'obtenir des déclenchements parasites. Les capacités internes du composant soumises aux variations rapides de la tension peuvent déclencher le SCR. Pour

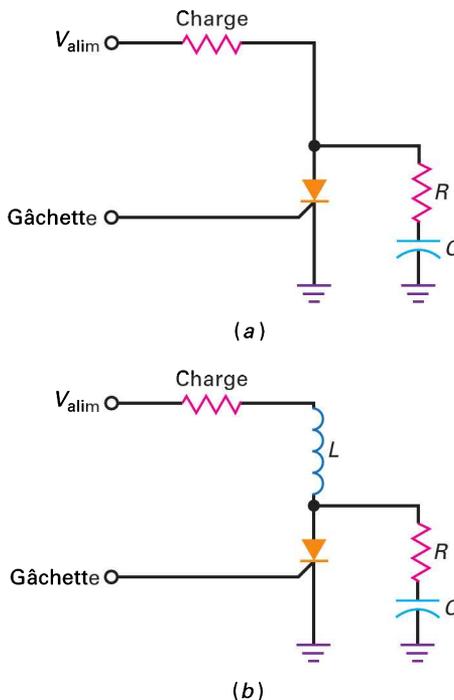


Figure 13.23
(a) Circuit RC de protection contre les montées rapides de la tension ;
(b) inductance de protection contre les montées rapides du courant.

éviter cet inconvénient, la vitesse de variation de la tension appliquée ne doit pas dépasser une *vitesse de montée critique* donnée dans les fiches techniques ; 50 V/ μ s pour le SCR 2N4441 par exemple. Pour éviter tout déclenchement parasite, la tension d'anode ne doit pas croître de plus de 50 V/ μ s.

Les régimes transitoires sont la cause principale de dépassement de la vitesse de montée critique. Une méthode pour réduire leurs effets consiste à utiliser un *dipôle RC de protection* illustré par la figure 13.23a. Si un régime transitoire apparaît dans la tension d'alimentation, sa vitesse de croissance est réduite à l'anode par la constante de temps du dipôle RC.

Les SCR importants ont aussi une *vitesse de montée critique du courant*, par exemple 150 A/ μ s pour le modèle C701. Si le courant d'anode essaie d'augmenter plus rapidement, le SCR est détruit. Pour réduire la vitesse de l'augmentation à une valeur acceptable, on peut introduire une inductance en série avec la charge (figure 13.23b).

Bon à Savoir

Des triacs sont souvent utilisés dans le contrôle de variateurs de lumière.

13.5 Les thyristors bidirectionnels

Les deux composants précédents, la diode à quatre couches et le redresseur au silicium commandé, sont unidirectionnels car le courant passe dans une seule direction. Le **diac** et le **triac** sont des *thyristors bidirectionnels*, ils conduisent dans les deux sens. Le diac est parfois nommé *interrupteur au silicium bidirectionnel* (SBS : *silicon bidirectional switch*).

13.5.1 Le diac

Le diac peut commander un courant dans les deux sens. Son circuit équivalent est constitué de deux diodes *pnpn* en parallèle (figure 13.24a), théoriquement identiques à deux bascules (figure 13.24b). Le diac est ouvert jusqu'à ce que la tension à ses bornes dépasse la tension d'amorçage dans l'un ou l'autre sens.

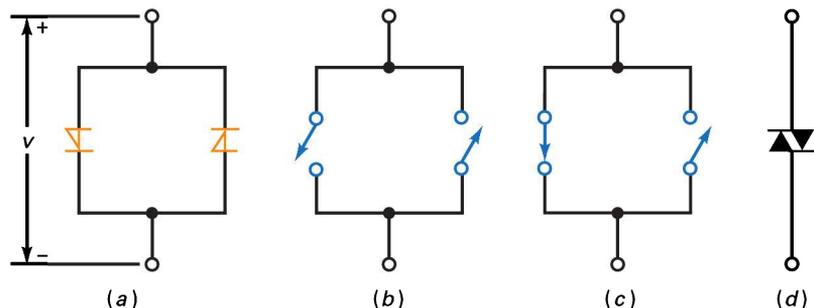


Figure 13.24
Diac.

Par exemple, si la tension v possède le sens indiqué par la figure 13.24a, la diode de gauche conduit si la tension dépasse la tension d'amorçage ; dans ce cas, la bascule de gauche est fermée (figure 13.24c). Lorsque la tension v a le sens inverse, la bascule de droite se ferme. La figure 13.24d représente le symbole graphique du diac.

13.5.2 Le triac

Le triac se comporte comme deux SCR parallèles et inversés (figure 13.25a), il est équivalent aux deux bascules de la figure 13.25b. Il peut commander le courant

dans les deux sens. Si la tension v possède le sens indiqué sur la figure 13.25a, un signal de déclenchement positif va fermer la bascule de gauche ; une tension v de polarité inverse et un signal de déclenchement négatif vont fermer la bascule de droite. La figure 13.25c représente le symbole graphique du triac.

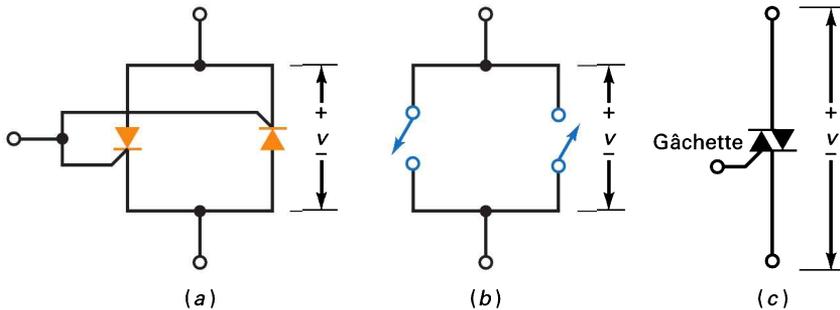


Figure 13.25
Triac.

La figure 13.26 montre la fiche technique du triac FKPF8N80 qui est, comme on l'a vu, un SCR bidirectionnel. Noter au bas de la fiche technique les quadrants I à IV définissant quatre modes fonctionnels du triac. En général, le triac fonctionne dans les quadrants I à III pour des applications classiques en courant alternatif. Comme il présente une plus grande sensibilité dans le quadrant I, le triac est souvent utilisé en conjonction avec un diac pour élaborer des applications à conduction symétrique.

L'encart *À retenir* 13.2 donne quelques modèles de triacs disponibles dans le commerce. À cause de leur structure interne, les triacs présentent des tensions et des courants de déclenchement plus importants que les SCR correspondants. Vous remarquerez dans l'encart *À retenir* 13.2 les tensions de déclenchement comprises entre 2 V et 2,5 V et les courants de déclenchement compris entre 10 mA et 50 mA. Les courants d'anode limites vont de 1 A à 15 A.

À RETENIR 13.2 – Modèles de triac

Composant	V_{GT} (V)	I_{GT} (mA)	I_{max} (A)	V_{max} (V)
Q201E3	2	10	1	200
Q4004L4	2,5	25	4	400
Q5010R5	2,5	50	10	500
Q6015R5	2,5	50	15	600

13.5.3 Commande par la phase

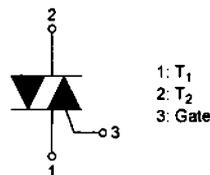
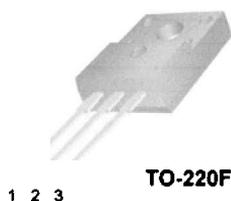
Le circuit RC de la figure 13.27a modifie le déphasage de la tension de gâchette du triac. Le montage peut commander un courant important dans la charge. Les figures 13.27b et 13.27c illustrent le retard entre la tension secteur et la tension gâchette. Lorsque la tension du condensateur est suffisante pour fournir le courant de déclenchement, le triac conduit. Ensuite, il continue à conduire jusqu'à ce que la tension du secteur retourne à zéro. Les figures 13.27d et e montrent la forme des tensions sur le triac et la charge du circuit de la figure 13.27a.

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

FKPF8N80

Application Explanation

- Switching mode power supply, light dimmer, electric flasher unit, hair drier
- TV sets, stereo, refrigerator, washing machine
- Electric blanket, solenoid driver, small motor control
- Photo copier, electric tool



Bi-Directional Triode Thyristor Planar Silicon

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Rating	Units
V_{DRM}	Repetitive Peak Off-State Voltage (Note 1)	800	V

Symbol	Parameter	Conditions	Rating	Units
I_T (RMS)	RMS On-State Current	Commercial frequency, sine full wave 360° conduction, $T_C=91^\circ\text{C}$	8	A
I_{TSM}	Surge On-State Current	Sinewave 1 full cycle, peak value, non-repetitive	50Hz: 80 60Hz: 88	A
I^2t	I^2t for Fusing	Value corresponding to 1 cycle of halfwave, surge on-state current, $t_p=10\text{ms}$	32	A^2s
di/dt	Critical Rate of Rise of On-State Current	$I_G = 2x I_{GT}$, $t_r \leq 100\text{ns}$	50	$\text{A}/\mu\text{s}$
P_{GM}	Peak Gate Power Dissipation		5	W
$P_{G(AV)}$	Average Gate Power Dissipation		0.5	W
V_{GM}	Peak Gate Voltage		10	V
I_{GM}	Peak Gate Current		2	A
T_J	Junction Temperature		-40 ~ 125	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature		-40 ~ 125	$^\circ\text{C}$
V_{iso}	Isolation Voltage	$T_a=25^\circ\text{C}$, AC 1 minute, $T_1 T_2$ G terminal to case	1500	V

Thermal Characteristic

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{th(J-C)}$	Thermal Resistance	Junction to case (Note 4)	-	-	3.6	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Figure 13.26
Fiche technique d'un triac.
(Utilisée avec la permission de Fairchild Semiconductor Corp.)

FKPF8N80

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units		
I_{DRM}	Repetitive Peak Off-State Current	V_{DRM} applied	-	-	20	μA		
V_{TM}	On-State Voltage	$T_C=25^\circ\text{C}$, $I_{TM}=12\text{A}$ Instantaneous measurement	-	-	1.5	V		
V_{GT}	Gate Trigger Voltage (Note 2)	$V_D=12\text{V}$, $R_L=20\Omega$	I	T2(+), Gate (+)	-	-	1.5	V
			II	T2(+), Gate (-)	-	-	1.5	V
			III	T2(-), Gate (-)	-	-	1.5	V
I_{GT}	Gate Trigger Current (Note 2)	$V_D=12\text{V}$, $R_L=20\Omega$	I	T2(+), Gate (+)	-	-	30	mA
			II	T2(+), Gate (-)	-	-	30	mA
			III	T2(-), Gate (-)	-	-	30	mA
V_{GD}	Gate Non-Trigger Voltage	$T_J=125^\circ\text{C}$, $V_D=1/2V_{DRM}$	0.2	-	-	V		
I_H	Holding Current	$V_D = 12\text{V}$, $I_{TM} = 1\text{A}$	-	-	50	mA		
I_L	Latching Current	$V_D = 12\text{V}$, $I_G = 1.2I_{GT}$	I, III	-	-	50	mA	
			II	-	-	70	mA	
dv/dt	Critical Rate of Rise of Off-State Voltage	$V_{DRM} = \text{Rated}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$, Exponential Rise	-	300	-	$\text{V}/\mu\text{s}$		
$(dv/dt)_C$	Critical-Rate of Rise of Off-State Commutating Voltage (Note 3)		10	-	-	$\text{V}/\mu\text{s}$		

Notes:

- Gate Open
- Measurement using the gate trigger characteristics measurement circuit
- The critical-rate of rise of the off-state commutating voltage is shown in the table below
- The contact thermal resistance $R_{TH(C-F)}$ in case of greasing is 0.5°C/W

V_{DRM} (V)	Test Condition	Commutating voltage and current waveforms (inductive load)
FKPF8N80	1. Junction Temperature $T_J=125^\circ\text{C}$ 2. Rate of decay of on-state commutating current $(di/dt)_C = -4.5\text{A/ms}$ 3. Peak off-state voltage $V_D = 400\text{V}$	

Quadrant Definitions for a Triac

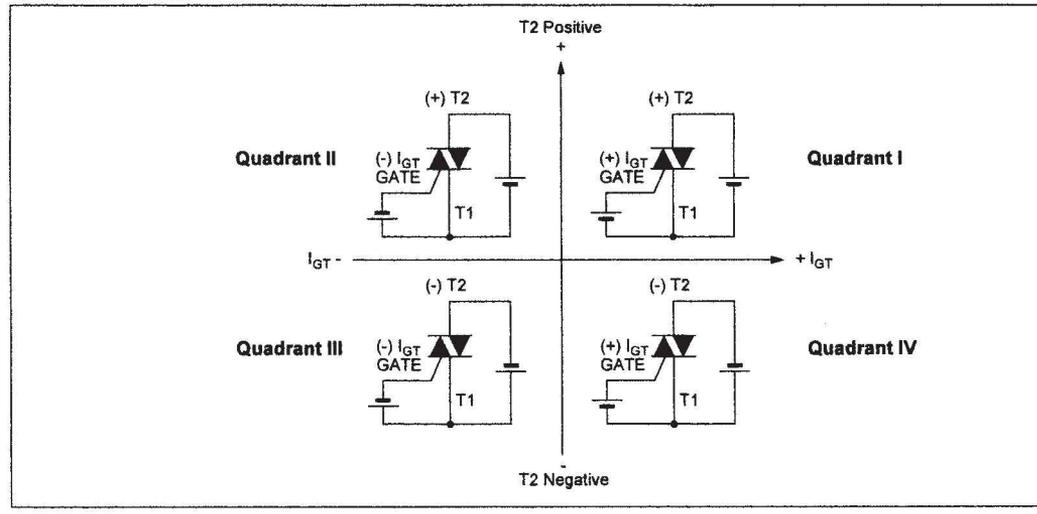


Figure 13.26 (suite)

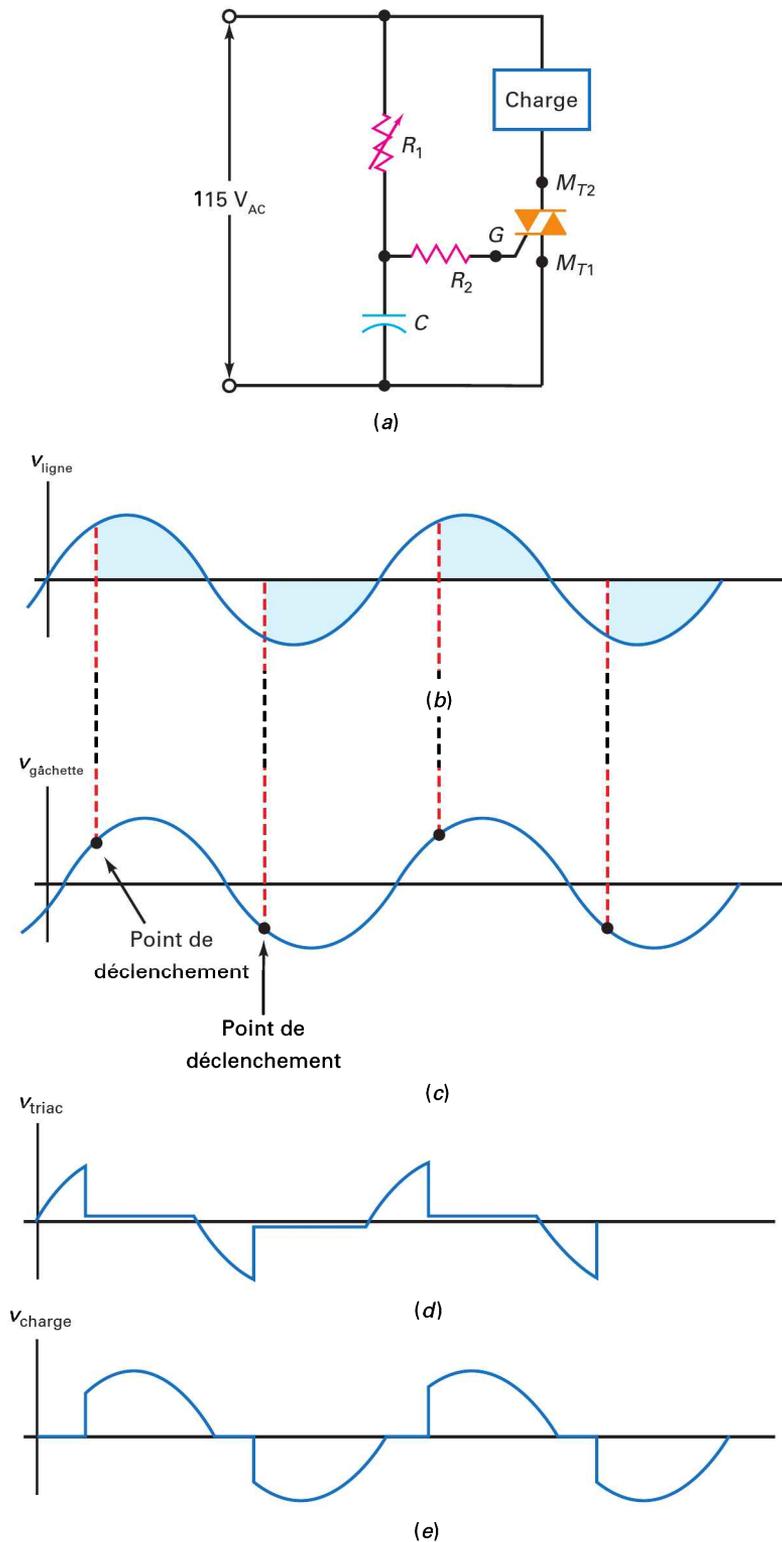
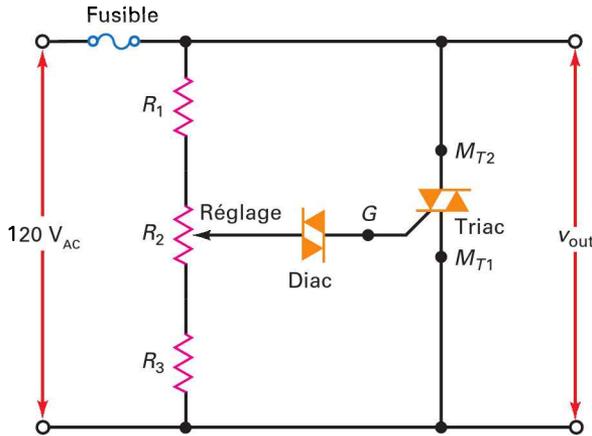


Figure 13.27
Commande de phase d'un triac.

Bien que les triacs supportent des courants importants, ils n'appartiennent pas à la même classe que les SCR qui possèdent des courants limites plus grands. Néanmoins, si la conduction pendant les deux alternances est nécessaire, les triacs sont très utiles, spécialement pour les applications industrielles.

13.5.4 Protection contre les surtensions par triac

La figure 13.28 représente un montage à base de triac utilisé pour protéger les équipements contre les tensions excessives du réseau. Quand ce dernier présente des tensions trop fortes, le diac s'amorce et déclenche le triac qui détruit le fusible. Un potentiomètre R_2 permet de régler le point de déclenchement.



Bon à Savoir

Le diac de la figure 13.28 est utilisé pour s'assurer que le point de déclenchement est le même pour les alternances positives et négatives de la tension appliquée.

Figure 13.28
Protection contre les surtensions à triac.

Question 13.8

Sur la figure 13.29, supposons l'interrupteur fermé. Si le triac est conducteur, quelle est la valeur approximative du courant dans la résistance 22Ω ?

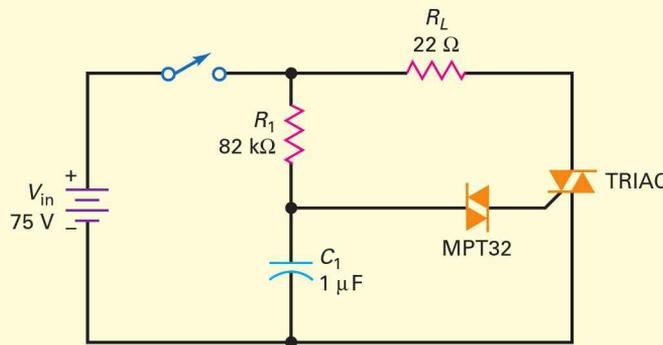


Figure 13.29

Réponse Théoriquement, le triac ne présente pas de tension à ses bornes lorsqu'il conduit. Donc, le courant dans la résistance 22Ω est :

$$I = \frac{75 \text{ V}}{22 \Omega} = 3,41 \text{ A}$$

Si le triac présente une chute de tension de 1 V ou 2 V, le courant est encore voisin de 3,41 A car la forte valeur de la tension d'alimentation masque l'effet du triac.

13.8 Avez-vous compris ? Sur la figure 13.29, fixer la valeur de la tension d'alimentation à 120 V et calculer le courant dans la résistance de 22Ω .

Question 13.9

Sur la figure 13.29, supposons l'interrupteur fermé. Le MPT32 est un diac avec une tension d'amorçage égale à 32 V. Si le triac possède une tension

||| Multisim

de déclenchement 1 V et un courant de déclenchement 10 mA, quelle est la valeur de la tension sur le condensateur nécessaire pour déclencher le triac ?

Réponse Lorsque le condensateur se charge, la tension aux bornes du diac augmente ; quand elle est légèrement inférieure à 32 V, le diac est au bord de l'amorçage. Puisque le triac a une tension de déclenchement égale à 1 V, la tension sur le condensateur doit être :

$$V_{in} = 32 \text{ V} + 1 \text{ V} = 33 \text{ V}$$

À cette tension d'entrée, le diac s'amorce et déclenche le triac.

13.9 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 13.9 en utilisant un diac ayant une tension d'amorçage de 24 V.

13.6 Le transistor IGBT

13.6.1 Structure

Les transistors bipolaires à jonction et les MOSFET sont utilisés dans les applications de commutation de puissance. Le MOSFET offre une grande vitesse de commutation tandis que le transistor bipolaire présente de très faibles pertes par conduction. Un composant qui combinerait ces deux caractéristiques permettrait de constituer un commutateur idéal.

Ce composant existe, il s'agit du **transistor bipolaire à grille isolée** ou **IGBT** (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Ce transistor est un pur produit de la technologie MOSFET. Sa structure et son fonctionnement ressemblent d'assez près à un MOSFET de puissance. La figure 13.30 montre la structure de base d'un transistor IGBT à canal n , qui, comme vous le constatez, est similaire à celle d'un MOSFET. L'IGBT dispose d'un collecteur, d'un émetteur et d'une grille.

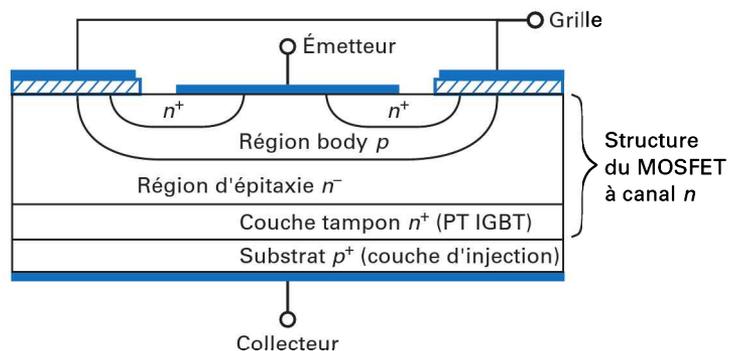


Figure 13.30
Structure de base
d'un transistor IGBT.

On rencontre plusieurs variantes du transistor IGBT, dont l'IGBT PT (*Punch Through*) à grille plane qui comporte une couche tampon n^+ et qui présente une chute de tension plus faible à l'état passant, et l'IGBT NPT (*Non Punch Through*) qui est une structure plus simple à réaliser. Elle utilise des puces plus minces, sans couche n^+ additionnelle.

La transconductance du NPT est moins élevée que celle du PT. Le NPT est aussi plus robuste en situation de court-circuit et présente un coefficient de température positif. Ce coefficient de température positif permet au NPT d'être très adapté aux circuits en parallèle. Quant à la version PT son coefficient de température est négatif, en outre sa couche tampon lui confère une vitesse de commutation élevée. En partant de la structure de base montrée dans la figure 13.30, d'autres IGBT sont fabriqués avec différentes structures technologiques avancées. Une telle version est l'IGBT à champ limité (FS IGBT pour *field-stop*). Cet IGBT FS combine les avantages des IGBT PT et NPT en surmontant les désavantages de chacune de ces structures.

13.6.2 Commande d'un IGBT

Les figures 13.31a et b montrent deux symboles graphiques d'un IGBT à canal n . Notez la diode de substrat intrinsèque dans la figure 13.31b. Cette diode intégrée est similaire aux diodes de substrat trouvées dans les FET de puissance. Quant à la figure 13.31c elle présente le schéma équivalent simplifié d'un IGBT. Comme vous le voyez l'IGBT est un MOSFET de puissance du point de vue de l'entrée et un transistor bipolaire du point de vue de la sortie. La commande de l'IGBT se fait par la grille en appliquant une tension entre grille et émetteur. La sortie se fait au niveau du collecteur comme sur un transistor bipolaire. Comme dans un FET de puissance, les circuits de commande de la grille d'un IGBT doivent être capables de charger et décharger rapidement la capacité d'entrée de l'IGBT pour des vitesses de commutation élevées. La sortie est un courant entre le collecteur et émetteur. La sortie d'un IGBT utilisant une structure bipolaire, cela se traduit par une vitesse de blocage plus lente que pour un FET de puissance.

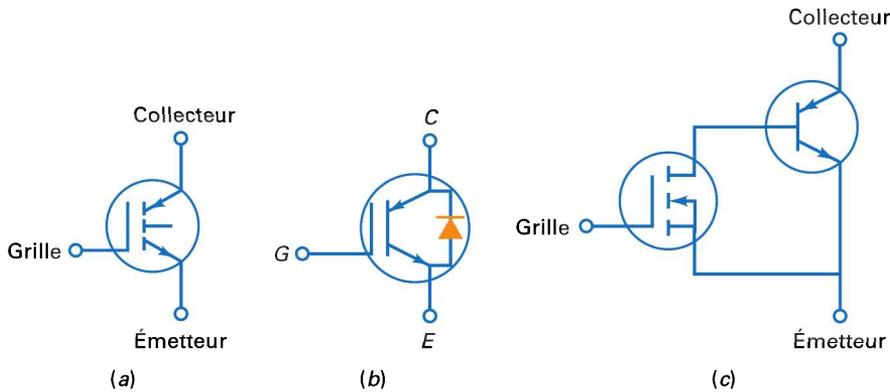


Figure 13.31
Transistor IGBT :
(a) et (b) symboles graphiques,
(c) circuit simplifié équivalent.

Le transistor IGBT est un composant de type « *off* » (bloqué) à haute impédance d'entrée. Lorsque la tension d'entrée, V_{GE} , est suffisante le courant collecteur commence à circuler. La valeur minimale de V_{GE} qui fait passer l'IGBT en mode conducteur, est la tension de seuil de grille, $V_{GE(th)}$. La figure 13.32 présente la fiche technique du transistor IGBT FGL60N100BNDT qui est de type NPT. La valeur de $V_{GE(th)}$ pour ce circuit est égale à 5,0 V et le courant collecteur I_C résultant est égal à 60 mA. Le courant collecteur maximum est de 60 A. Une autre caractéristique importante d'un IGBT est la tension de saturation émetteur collecteur, $V_{CE(sat)}$, qui est de 1,5 V sur le circuit de la figure 13.32, pour un courant collecteur de 10 A, et de 2,5 V pour un courant de 60 A.

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

IGBT

FGL60N100BNTD

NPT-Trench IGBT

General Description

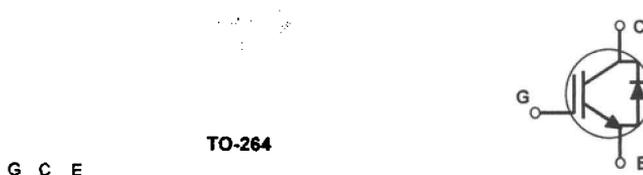
Trench insulated gate bipolar transistors (IGBTs) with NPT technology show outstanding performance in conduction and switching characteristics as well as enhanced avalanche ruggedness. These devices are well suited for Induction Heating (I-H) applications

Features

- High Speed Switching
- Low Saturation Voltage : $V_{CE(sat)} = 2.5\text{ V @ } I_C = 60\text{ A}$
- High Input Impedance
- Built-in Fast Recovery Diode

Application

Micro- Wave Oven, I-H Cooker, I-H Jar, Induction Heater, Home Appliance



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Description	FGL60N100BNTD	Units
V_{CES}	Collector-Emitter Voltage	1000	V
V_{GES}	Gate-Emitter Voltage	± 25	V
I_C	Collector Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	60	A
	Collector Current @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	42	A
$I_{CM(1)}$	Pulsed Collector Current	120	A
I_F	Diode Continuous Forward Current @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	15	A
P_D	Maximum Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	180	W
	Maximum Power Dissipation @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	72	W
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum Lead Temp. for soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	300	$^\circ\text{C}$

Notes :

(1) Repetitive rating : Pulse width limited by max. junction temperature

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$ (IGBT)	Thermal Resistance, Junction-to-Case	--	0.69	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JC}$ (DIODE)	Thermal Resistance, Junction-to-Case	--	2.08	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	--	25	$^\circ\text{C/W}$

Figure 13.32

Fiche technique d'un transistor IGBT.
(Utilisée avec la permission de Fairchild Semiconductor Corp.)

Electrical Characteristics of IGBT $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Off Characteristics						
BV_{CES}	Collector Emitter Breakdown Voltage	$V_{GE} = 0V, I_C = 1mA$	1000	--	--	V
I_{CES}	Collector Cut-Off Current	$V_{CE} = 1000V, V_{GE} = 0V$	--	--	1.0	mA
I_{GES}	G-E Leakage Current	$V_{GE} = \pm 25, V_{CE} = 0V$	--	--	± 500	nA
On Characteristics						
$V_{GE(th)}$	G-E Threshold Voltage	$I_C = 60mA, V_{CE} = V_{GE}$	4.0	5.0	7.0	V
$V_{CE(sat)}$	Collector to Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10A, V_{GE} = 15V$	--	1.5	1.8	V
		$I_C = 60A, V_{GE} = 15V$	--	2.5	2.9	V
Dynamic Characteristics						
C_{ies}	Input Capacitance	$V_{CE}=10V, V_{GE} = 0V,$ $f = 1MHz$	--	6000	--	pF
C_{oes}	Output Capacitance		--	260	--	pF
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance		--	200	--	pF
Switching Characteristics						
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{CC} = 600V, I_C = 60A,$ $R_G = 51\Omega, V_{GE}=15V,$ Resistive Load, $T_C = 25^\circ\text{C}$	--	140	--	ns
t_r	Rise Time		--	320	--	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		--	630	--	ns
t_f	Fall Time		--	130	250	ns
Q_g	Total Gate Charge		--	275	350	nC
Q_{ge}	Gate-Emitter Charge	$V_{CE} = 600V, I_C = 60A,$ $V_{GE} = 15V, T_C = 25^\circ\text{C}$	--	45	--	nC
Q_{gc}	Gate-Collector Charge	--	95	--	nC	

Electrical Characteristics of DIODE $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
V_{FM}	Diode Forward Voltage	$I_F = 15A$	--	1.2	1.7	V
		$I_F = 60A$	--	1.8	2.1	V
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	$I_F = 60A, di/dt = 20A/\mu s$	--	1.2	1.5	μs
I_R	Instantaneous Reverse Current	$V_{RRM} = 1000V$	--	0.05	2	μA

Figure 13.32 (suite)
Fiche technique d'un transistor IGBT.
(Utilisée avec la permission de Fairchild Semiconductor Corp.)

13.6.3 Avantages de l'IGBT

Les pertes de conduction des IGBT sont relatives à la chute de tension directe inhérente au composant, tandis que celles des MOSFET dépendent très étroitement de la valeur de leur résistance $R_{DS(on)}$. Dans les applications à faible tension, la résistance $R_{DS(on)}$ du MOSFET est relativement faible, alors que dans les applications à tension élevée elle a tendance à croître, ce qui entraîne une augmentation conjointe des pertes de conduction. L'IGBT ne présente pas cette caractéristique.

Autre intérêt de l'IGBT, il présente une tension de claquage émetteur-collecteur comparativement bien plus élevée que la valeur maximale de la tension V_{DSS} d'un MOSFET. Comme le montre la fiche technique de la figure 13.32, la valeur de la tension V_{CES} de l'IGBT est de 1 000 V. C'est important dans les applications à tension élevée.

Vis-à-vis du transistor bipolaire, l'IGBT présente une impédance d'entrée bien plus élevée et impose des conditions de commande de grille plus simple et moins draconiennes.

Bien que l'IGBT dispose d'une vitesse de commutation plus faible que celle d'un MOSFET, les transistors IGBT modernes sont fréquemment utilisés dans les applications à moyennes fréquences, à haute tension et à courant élevé.

Question 13.10

Que fait le circuit de la figure 13.33 ?

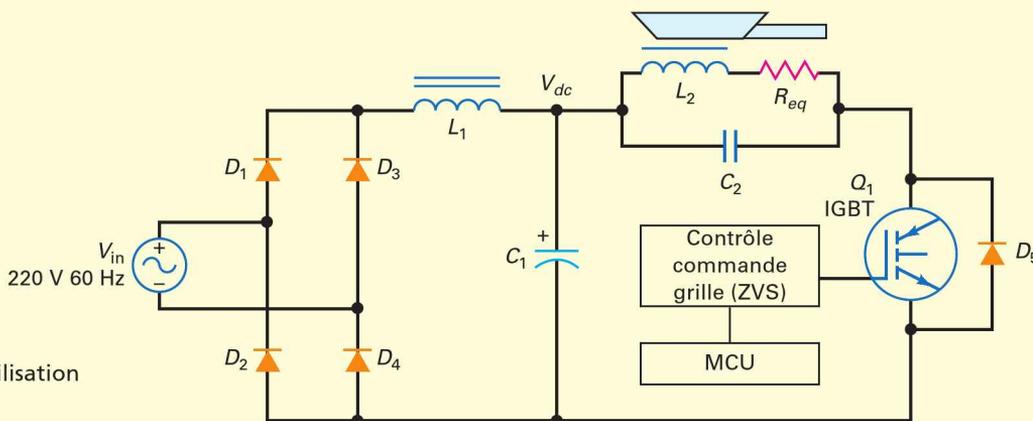


Figure 13.33
Exemple d'utilisation
d'IGBT

Réponse Le schéma simplifié de la figure 13.33 correspond à un inverseur résonant à une seule sortie (SE pour *single-ended*). Il peut être utilisé dans des applications de chauffage par induction pour réduire la consommation énergétique. Ce type d'inverseur peut être trouvé dans des appareils électroménagers comme les cuiseurs, les cuves cuiseur à riz, et les fours micro-ondes avec inverseur. Comment ce circuit fonctionne-t-il ?

L'entrée $220 V_{ac}$ est redressée par le pont constitué des diodes D_1 - D_4 . L_1 et C_1 forment un filtre passe-bas à inductance en tête. La tension de sortie DC nécessaire à l'inverseur est à la sortie du filtre. La bobine primaire de L_2 , avec sa résistance équivalente R_{eq} , et C_2 crée un circuit résonant parallèle. L_2 sert aussi de bobine de chauffage enroulement primaire d'un transformateur. Le secondaire de ce transformateur et sa charge sont constitués d'un élément métallique ferreux

de faible résistance et haute perméabilité. Cette charge fonctionne essentiellement comme un enroulement secondaire d'un tour avec une charge en court-circuit : elle est la surface de cuisson ou de chauffage.

Q_1 est un IGBT à vitesse de commutation rapide, $V_{CE(sat)}$ bas et tension de blocage élevée. D_2 peut être, soit une diode antiparallèle intégrée, soit une diode de substrat intrinsèque. La grille de l'IGBT est connectée au circuit de contrôle d'attaque de grille. Ce dernier est normalement contrôlé par un microcontrôleur (MCU).

Quand Q_1 reçoit le bon signal d'entrée sur la grille, il devient passant et le courant circule à travers L_2 et du collecteur à l'émetteur de l'IGBT. Le flux de courant dans le primaire de L_2 crée une propagation du champ magnétique qui traverse l'enroulement secondaire de l'élément de charge chauffant. Quand Q_1 se bloque, l'énergie stockée dans le champ magnétique de L_2 disparaît et charge C_2 . Cela crée une tension positive élevée sur le collecteur de Q_1 , qui reste bloqué à cause de la valeur élevée de sa tension de blocage. C_2 va restituer son énergie en se déchargeant dans L_2 dans la direction opposée, créant un courant d'oscillations résonantes parallèles. Le champ magnétique de L_2 se propageant et disparaissant traverse l'élément de charge. Normalement, les pertes de chaleur résultant de courants de Foucault sont réduites en utilisant des tôles de circuit magnétique. Comme l'élément de charge n'utilise pas ces tôles, la perte de chaleur peut être transformée en chaleur utile. C'est le principe du chauffage par induction. Pour augmenter l'efficacité de ce type de chauffage, les valeurs de L_2 et C_2 sont choisies pour créer une fréquence de résonance entre 20 et 100 kHz. Plus la fréquence du courant de bobine est élevée, et plus le courant induit circulant autour de la surface de la charge, appelé *effet de peau*, est important.

L'efficacité de cet inverseur résonant est le point clé. Une des pertes essentielles de puissance de ce circuit résulte des pertes de commutation de l'IGBT. Une efficacité de conversion de l'énergie plus importante est obtenue en contrôlant la tension ou le courant de l'IGBT au moment de la commutation. Ceci est appelé la *commutation douce*. La tension ou le courant appliqué au circuit commutant peut être proche de zéro en utilisant la résonance créée par le circuit résonant LC et la diode antiparallèle entre le collecteur et l'émetteur de l'IGBT. La commande de commutation de la grille par le MCU met la tension du circuit de commutation V_{CE} à zéro juste avant que le circuit devienne passant, et rend l'intensité de courant proche de zéro juste avant de le bloquer.

La puissance maximale est fournie à l'élément de charge quand le signal de commande de la grille est à la fréquence de résonance du circuit LC . En réglant la fréquence et le rapport cyclique de la commande de grille, la température de la charge peut être contrôlée.

13.7 Autres thyristors

Le SCR et le triac sont les thyristors les plus importants, mais il en existe d'autres qui méritent une brève étude. Certains, comme les photo-SCR, ont encore une utilité dans des applications spéciales. D'autres, comme l'UJT, ont été populaires à une époque, mais sont maintenant remplacés par des amplis op et des horloges intégrées.

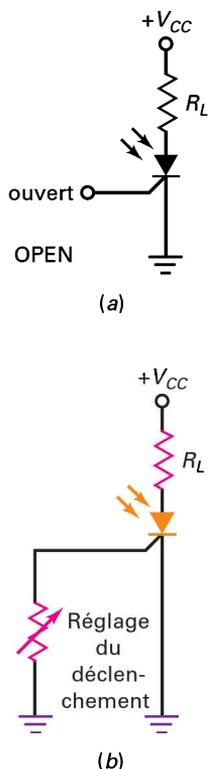


Figure 13.34
Photo-SCR.

13.7.1 Le photo-SCR

La figure 13.34a représente un *photo-SCR*, connu aussi sous le nom de *SCR photosensible*. Les flèches représentent la lumière incidente, qui traverse une fenêtre et frappe les zones désertées. Sous une lumière suffisamment forte, les électrons de valence sont arrachés de leur orbite et deviennent des électrons libres. Le courant créé par ces électrons libres initialise la réaction positive et le photo-SCR se ferme.

Après la disparition de la lumière qui a provoqué le déclenchement, le SCR reste fermé. On laisse la gâchette en l'air (figure 13.34a) pour obtenir le maximum de sensibilité à la lumière. On peut réaliser un point de basculement variable en insérant un potentiomètre de déclenchement (figure 13.34b). La résistance entre la gâchette et la masse capture un certain nombre d'électrons produits par la lumière et diminue la sensibilité du composant à la lumière incidente.

13.7.2 L'interrupteur commandé par la gâchette

Nous avons vu que la méthode normale pour ouvrir un SCR est de faire chuter le courant à une faible valeur. Un déclenchement inverse peut facilement ouvrir l'*interrupteur commandé par la gâchette* conçu spécialement dans ce but. On peut fermer ce composant par une commande positive et l'ouvrir par une commande négative.

La figure 13.35 représente un circuit avec un interrupteur commandé par la gâchette. Chaque impulsion positive ferme le composant et chaque impulsion négative l'ouvre, le résultat est un signal carré en sortie. Ce type d'interrupteur est utilisé dans les compteurs, les circuits numériques, et dans d'autres applications où il existe une impulsion négative de déclenchement.

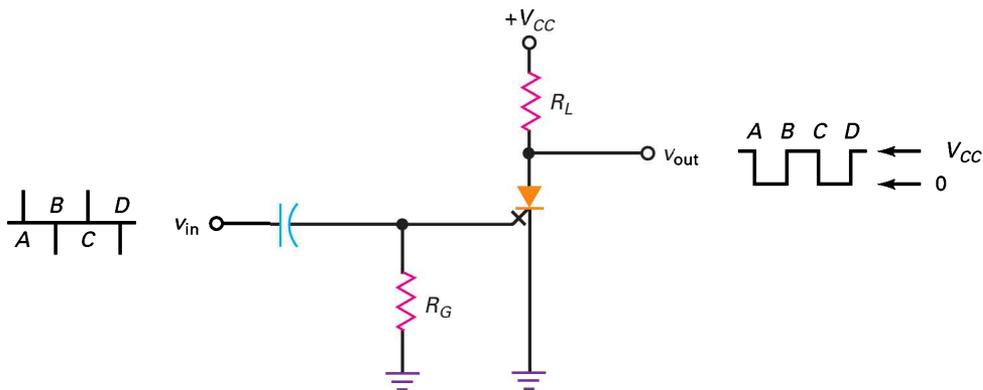


Figure 13.35
Interrupteur commandé
par la gâchette.

13.7.3 L'interrupteur au silicium commandé

La figure 13.36a montre les zones dopées d'un *interrupteur au silicium commandé* (SCS : *Silicon Controlled Switch*). Maintenant toutes les zones dopées sont reliées à l'extérieur par une électrode, et sur la figure 13.36b on peut identifier les deux moitiés du SCS. Il est donc équivalent à une bascule accessible par les deux bases (figure 13.36c). Une impulsion de polarisation en direct sur chaque base peut fermer la bascule, une impulsion de polarisation en inverse sur chaque base peut ouvrir la bascule.

La figure 13.36d représente le symbole graphique d'un SCS. La gâchette inférieure est la *gâchette de cathode*, la supérieure est la *gâchette d'anode*.

Ce composant est un dispositif petit signal en comparaison au SCR. Le SCS contrôle des courants en milliampères au lieu de courants en ampères pour le SCR.

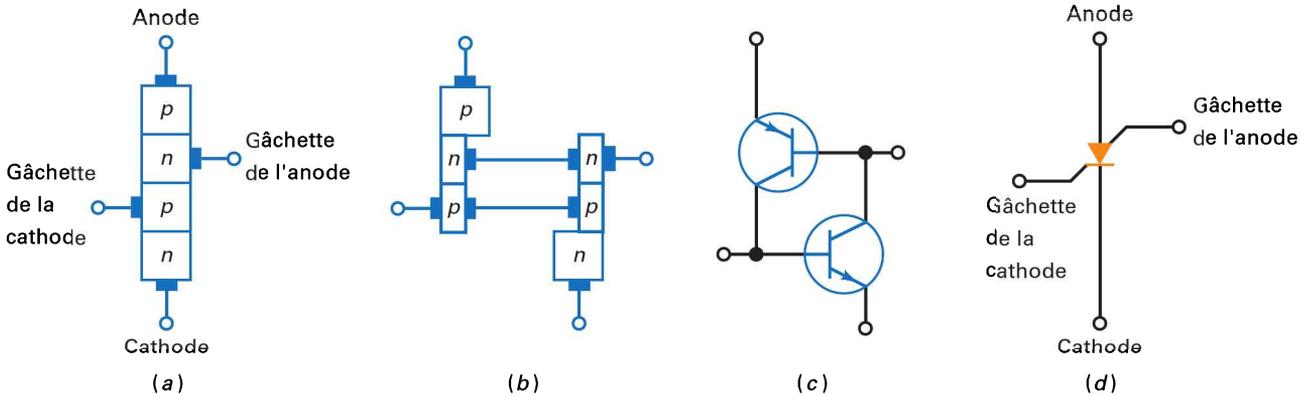


Figure 13.36
Interrupteur au silicium commandé.

13.7.4 Le transistor unijonction (UJT) et le PUT

Le **transistor unijonction** (UJT : *UniJunction Transistor*) possède deux zones dopées (figure 13.37a). Pour une tension d'entrée nulle, le composant ne conduit pas. Si elle augmente et dépasse une *tension de pic* (donnée dans les fiches techniques), la résistance entre la région *p* et la région *n* inférieure devient très faible (figure 13.37b). La tension de pic est équivalente à la tension de retournement du SCR. La figure 13.37c représente le symbole graphique de l'UJT.

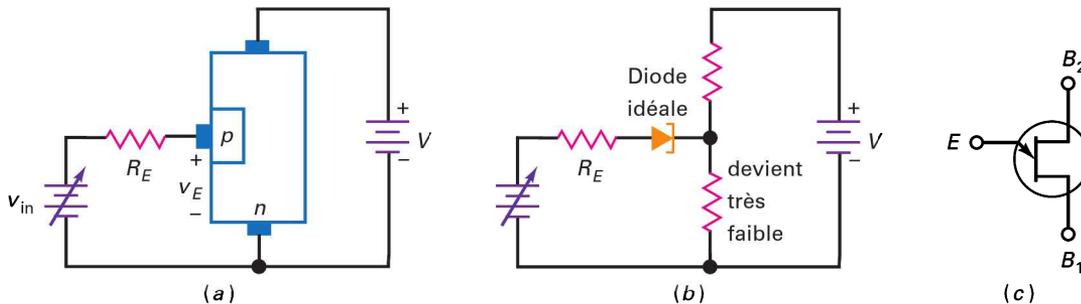


Figure 13.37
Transistor unijonction.

L'UJT peut être utilisé comme générateur d'impulsions dans un circuit appelé oscillateur à relaxation, comme le montre la figure 13.38. Dans ce circuit, le condensateur se charge à une valeur V_{BB} et, lorsque la charge atteint la valeur de la tension de pic, l'UJT qui était bloqué devient conducteur. C'est alors que la résistance interne de base diminue jusqu'à atteindre une valeur relativement faible qui entraîne la décharge du condensateur. Ce qui provoque une diminution du courant dans le transistor, qui atteint une valeur limite faisant passer l'UJT en mode bloqué. Le condensateur se recharge et le processus recommence. La constante de temps R_C de charge du condensateur est plus importante que celle de décharge.

Les impulsions qui apparaissent sur la résistance de charge R_4 au point B_1 peuvent être utilisées comme déclencheur pour commander, par exemple, l'angle de conduction d'un SCR ou d'un triac. Quant aux signaux qui apparaissent aux bornes du condensateur ils peuvent être utilisés dans des applications nécessitant un générateur de dents de scie.

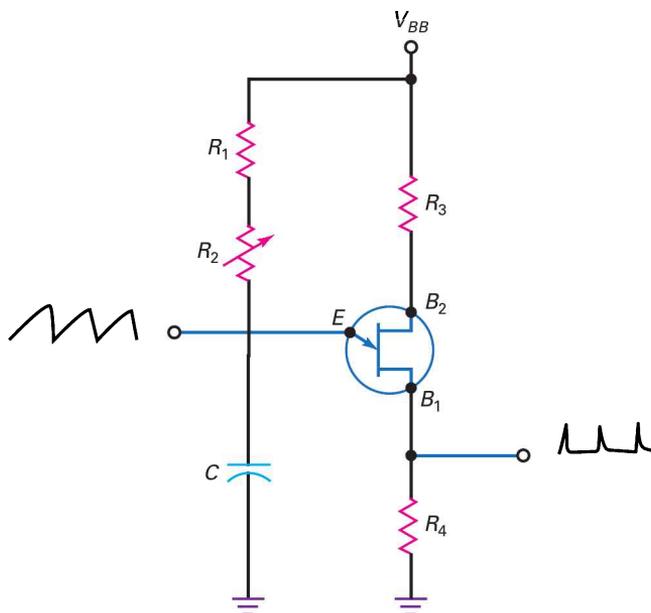


Figure 13.38
Un oscillateur à relaxation basé sur un transistor UJT.

On distingue également le **transistor unijonction programmable**, ou **PUT**, qui est un UJT programmable à quatre couches, *pnpn*. La représentation symbolique d'un tel composant est illustrée à la figure 13.39a.

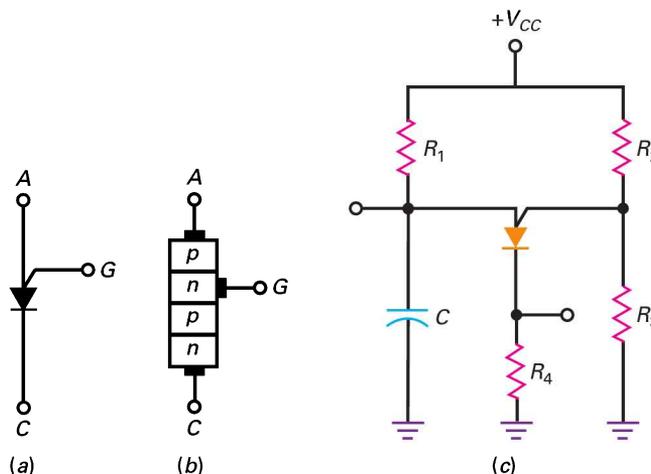


Figure 13.39
Le transistor PUT :
(a) symbole graphique,
(b) structure,
(c) oscillateur à base de PUT.

La structure cristalline d'un transistor PUT est différente de celle d'un UJT. Elle ressemble plus à celle d'un SCR. La gâchette est reliée à la couche *n* proche de l'anode qui est de type *p*. Cette jonction *pn* est utilisée pour commander les états « *on* » et « *off* » du PUT. La cathode est portée à un potentiel inférieur à la gâchette. Le plus souvent elle est reliée à la masse. Lorsque la tension sur l'anode devient supérieure de approximativement 0,7 V à celle de la gâchette, le PUT qui était bloqué (état *off*) passe en conduction (état *on*). Il reste à l'état « *on* » tant que le courant anode reste supérieur au courant limite de maintien, appelé *courant de vallée*, I_V . Lorsque le courant anode devient inférieur à I_V , le transistor repasse à l'état « *off* ».

Le PUT est dit programmable parce que la tension de gâchette, V_G , est déterminée par un diviseur de tension, comme le montre la figure 13.39c, où V_G est définie au moyen des deux résistances R_2 et R_3 . En changeant la valeur de ces

résistances, la tension de gâchette est modifiée. On dit qu'elle est programmée. Ce qui nécessite alors de changer la tension sur l'anode pour déclencher le PUT.

Sur la figure 13.38c, lorsque le condensateur se charge à travers R_1 R_2 , la tension à ses bornes doit atteindre une valeur supérieure d'environ 0,7 V à V_G pour que le PUT se mette à conduire. Une fois en conduction, le condensateur se décharge. Puis, le courant va diminuer jusqu'à ce que le PUT se bloque à nouveau, et ainsi de suite. Comme dans le cas du transistor UJT, on peut obtenir un train d'impulsions ou des dents de scie qui peuvent être utilisés, par exemple, pour commander l'amorçage d'un thyristor.

Les transistors UJT et PUT été très souvent utilisés dans les oscillateurs, les circuits d'horloge et bien d'autres circuits encore. Mais, aujourd'hui, comme on l'a mentionné plus haut, ces composants ont été remplacés dans la plupart des applications par des amplis op et des horloges intégrés.

13.8 Dépannage

Lorsque vous examinez un montage pour trouver les résistances, diodes, transistors défaillants, vous dépannez au *niveau composant*. Les grilles de dépannage des chapitres précédents vous ont donné une pratique à ce stade. C'est une excellente formation pour passer au niveau supérieur car elle apprend comment raisonner logiquement en utilisant la loi d'Ohm comme guide.

Maintenant, nous allons pratiquer le dépannage au *niveau système*, c'est-à-dire raisonner en termes de *blocs fonctionnels* : les petites tâches faites par les différentes parties du montage. Pour vous rendre compte du niveau supérieur du dépannage, jetez un coup d'œil à la grille de dépannage située à la fin de la rubrique « exercices » (figure 13.49).

Vous y verrez le diagramme bloc d'une alimentation avec un circuit de protection contre les surtensions. L'alimentation a été représentée sous la forme de blocs fonctionnels. La mesure des tensions aux différents points permet souvent de détecter le défaut au niveau d'un bloc déterminé. Ensuite, si nécessaire, vous continuez le dépannage au niveau composant.

Souvent, la notice d'instructions du constructeur contient un schéma bloc de l'équipement qui donne la fonction de chaque bloc. Par exemple, un téléviseur peut être schématisé sous forme de blocs de fonctions. Connaissant ce que doit être le signal à l'entrée et à la sortie de chaque bloc, dépanner revient à isoler le bloc défectueux. Ensuite, vous pouvez remplacer le bloc complet ou continuer à dépanner au niveau des composants.

Réviser

Résumé

13.1 La diode à quatre couches

Un thyristor est un composant semi-conducteur qui utilise une réaction positive interne pour se comporter comme une bascule. La diode à quatre couches, aussi appelée diode

Schockley, est le thyristor le plus simple. Elle est fermée par un amorçage et ouverte par un faible courant.

13.2 Le redresseur au silicium commandé

Le thyristor le plus employé est le redresseur au silicium commandé (SCR). Il peut commuter des courants forts. Pour le fermer, il faut appliquer sur sa gâchette une tension et un

courant ; pour l'ouvrir, il suffit de faire tendre vers zéro la tension d'anode.

13.3 SCR contre les surtensions

La protection des charges onéreuses et fragiles contre les surtensions de l'alimentation est une application importante des SCR. Avec un circuit SCR de protection contre les surtensions, il faut éliminer les courants excessifs par un fusible ou un montage de limitation.

13.4 SCR commandé par la phase

Le déphasage de la tension gâchette peut varier de 0 à 90° grâce à un circuit RC. Cela permet de commander le courant moyen sur la charge. Avec des circuits de commande de phase plus élaborés, le déphasage peut varier de 0 à 180° et donner un contrôle plus important du courant moyen dans la charge.

13.5 Les thyristors bidirectionnels

Le diac peut commuter le courant dans les deux sens. Il est ouvert jusqu'à ce que la tension dépasse la tension d'amorçage. Le triac possède une commande par la gâchette comme le SCR. Associé à un contrôle de phase, le triac commande totalement le courant moyen dans une charge.

13.6 Le transistor IGBT

L'IGBT est un composant hybride, à la fois un transistor MSFET de puissance, vue de l'entrée, et un transistor bipolaire à jonction, vue de la sortie. Cette combinaison produit un composant qui dispose d'une grille d'entrée de commande et qui offre une grande rapidité de commutation et de faibles pertes en conduction. Vis-à-vis d'un MOSFET l'IGBT peut être utilisé dans des applications de commutation à tension et à courant élevés.

13.7 Autres thyristors

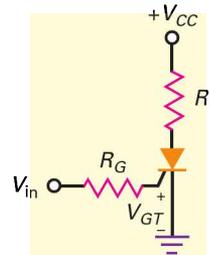
Un photo-SCR bascule lorsque la lumière incidente est suffisante. L'interrupteur commandé par la gâchette est conçu pour se fermer sous une commande positive et s'ouvrir sous une commande négative. L'interrupteur au silicium commandé possède deux gâchettes de commande, chacune d'elle pouvant ouvrir ou fermer le composant. Le transistor unijonction a été conçu pour la réalisation d'oscillateurs et de circuits horloges.

13.8 Dépannage

Lorsque vous dépannez pour trouver les résistances, diodes, transistors défectueux, vous travaillez au niveau du circuit ; pour trouver un bloc fonctionnel en panne, vous travaillez au niveau système.

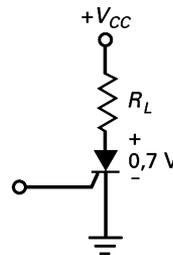
Relations

(13.1) Fermeture du SCR :



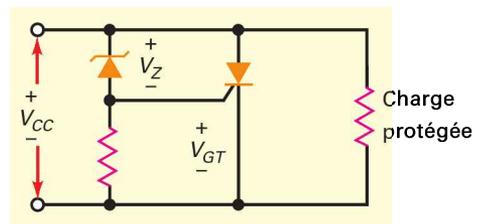
$$V_{in} = V_{GT} + I_{GT} R_G$$

(13.2) Ouverture du SCR :



$$V_{CC} = 0,7V + I_H R_L$$

(13.3) Surtension :



$$V_{CC} = V_Z + V_{GT}$$

(13.4) Impédance angulaire du circuit RC :

$$Z_T = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

(13.5) Déphasage angulaire du circuit RC :

$$\theta_z = \angle - \arctan \frac{X_C}{R}$$

S'entraîner

Auto-évaluation

1. Un thyristor peut servir de :
 - a) résistance
 - b) amplificateur
 - c) interrupteur
 - d) source de puissance
2. Réaction positive signifie que le signal de retour :
 - a) s'oppose à la variation du signal d'origine
 - b) aide la variation du signal d'origine
 - c) est équivalent à une réaction négative
 - d) est amplifié
3. Une bascule utilise toujours :
 - a) des transistors
 - b) une réaction négative
 - c) du courant
 - d) une réaction positive
4. Pour fermer une diode à quatre couches, il faut :
 - a) un déclenchement positif
 - b) un faible courant d'ouverture
 - c) l'amorçage
 - d) une commande polarisée inverse
5. Le courant minimal de fermeture d'un thyristor est appelé :
 - a) le courant de maintien
 - b) le courant de déclenchement
 - c) le courant d'amorçage
 - d) le courant de fermeture
6. La seule méthode pour arrêter la conduction d'une diode *pnpn* est :
 - a) une commande positive
 - b) un faible courant de fermeture
 - c) l'amorçage
 - d) un déclenchement inverse
7. Le courant d'anode minimal qui tient le thyristor fermé s'appelle le courant :
 - a) de maintien
 - b) de déclenchement
 - c) d'amorçage
 - d) de fermeture
8. Un redresseur au silicium commandé possède :
 - a) 2 électrodes externes
 - b) 3 électrodes externes
 - c) 4 électrodes externes
 - d) 3 régions dopées
9. Un SCR est généralement fermé par :
 - a) un amorçage
 - b) une commande de gâchette
 - c) un claquage
 - d) un courant de maintien
10. Les SCR sont :
 - a) des composants de faible puissance
 - b) des diodes à quatre couches
 - c) des composants forts courants
 - d) bidirectionnels
11. La méthode classique pour protéger une charge d'une tension d'alimentation excessive est d'utiliser :
 - a) un montage protecteur de surtension
 - b) une diode Zener
 - c) une diode à quatre couches
 - d) un thyristor
12. Un circuit de protection RC protège les SCR contre :
 - a) une surtension de la source
 - b) les déclenchements parasites
 - c) l'amorçage
 - d) les surtensions
13. Quand une protection contre les surtensions est utilisée, l'alimentation doit avoir un fusible pour :
 - a) régler le courant de déclenchement
 - b) maintenir le courant
 - c) filtrer
 - d) limiter le courant
14. Le photo-SCR est sensible à :
 - a) un courant
 - b) une tension
 - c) l'humidité
 - d) la lumière
15. Le diac est :
 - a) un transistor
 - b) un composant unidirectionnel
 - c) un composant à trois couches
 - d) un composant bidirectionnel
16. Le triac est équivalent à :
 - a) une diode à quatre couches
 - b) deux diacs en parallèle
 - c) un thyristor avec une électrode de gâchette
 - d) deux SCR en parallèle
17. Le transistor unijonction fonctionne comme :
 - a) une diode à quatre couches
 - b) un diac
 - c) un triac
 - d) une bascule
18. Tout thyristor peut être fermé par :
 - a) l'amorçage
 - b) une commande polarisée en direct
 - c) un courant de fermeture
 - d) une commande polarisée inverse

19. Une diode Schockley est la même que :
- a) une diode à quatre couches
 - b) un SCR
 - c) un diac
 - d) un triac
20. La tension de déclenchement d'un SCR est proche de :
- a) 0
 - b) 0,7 V
 - c) 4 V
 - d) la tension d'amorçage
21. Tout thyristor peut être ouvert par :
- a) l'amorçage
 - b) le déclenchement en direct
 - c) le courant de fermeture
 - d) le déclenchement inverse
22. Un dépassement de la vitesse de montée critique entraîne :
- a) une puissance dissipée excessive
 - b) un faux déclenchement
 - c) un faible courant d'ouverture
 - d) une commande de déclenchement inverse
23. Une diode à quatre couches est parfois appelée :
- a) transistor unijonction
 - b) diac
 - c) diode *pnpn*
 - d) interrupteur
24. Une bascule est basée sur :
- a) une réaction négative
 - b) une réaction positive
 - c) une diode à quatre couches
 - d) un fonctionnement SCR
25. Un SCR passe à l'état « on » si :
- a) la tension de retournement est dépassée
 - b) le courant d'amorçage est égal à I_{GT}
 - c) la tension d'entrée critique est atteinte
 - d) toutes les solutions ci-dessus conviennent
26. Pour tester un SCR avec un ohmmètre, ce dernier :
- a) doit fournir une tension supérieure à la tension de retournement
 - b) ne doit pas délivrer une tension supérieure à 0,7 V
 - c) doit fournir une tension inverse supérieure à la tension de claquage
 - d) doit alimenter le SCR avec un courant égal au courant de maintien
27. L'angle de conduction maximum avec un circuit RC de contrôle de phase est de :
- a) 45°
 - b) 90°
 - c) 180°
 - d) 360°
28. Un triac est généralement considéré plus sensible :
- a) dans le quadrant I
 - b) dans le quadrant II
 - c) dans le quadrant III
 - d) dans le quadrant IV
29. Un IGBT est essentiellement :
- a) un transistor bipolaire vu de l'entrée et un MOSFET vu de la sortie
 - b) un MOSFET vu de l'entrée et un MOSFET vu de la sortie
 - c) un MOSFET vu de l'entrée et un transistor bipolaire vu de la sortie
 - d) un transistor bipolaire vu de l'entrée et un transistor bipolaire vu de la sortie
30. La tension de sortie maximale d'un IGBT en conduction est :
- a) $V_{GS(on)}$
 - b) $V_{CE(sat)}$
 - c) $R_{DS(on)}$
 - d) V_{CES}
31. Un PUT est considéré comme programmable en utilisant :
- a) des résistances de grille externes
 - b) en appliquant des niveaux de tension de cathode prééglés
 - c) un condensateur extérieur
 - d) des jonctions *pn* dopées

Exercices

13.1 La diode à quatre couches

- 13.1 Le thyristor 1N5160 de la figure 13.40a est en conduction. Si nous donnons 0,7 V sur la diode au point de déclenchement, quelle est la valeur de V quand la diode s'ouvre ?

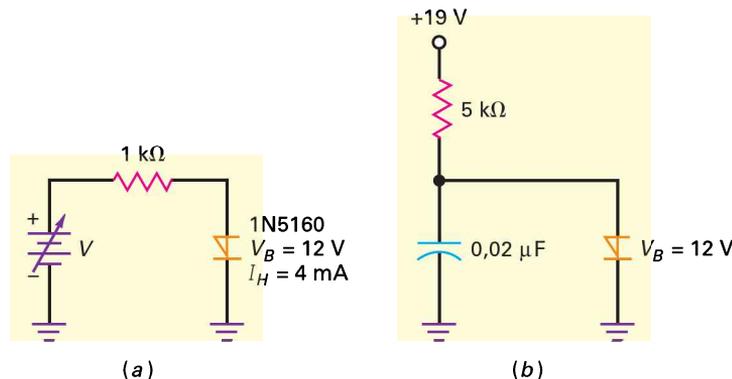


Figure 13.40

- 13.2** Le condensateur de la figure 13.40*b* se charge de 0,7 V à 12 V, entraînant l'amorçage de la diode à quatre couches. Quel est le courant dans la résistance 5 kΩ juste avant que la diode ne s'amorce ? Quel est le courant dans cette résistance quand la diode conduit ?
- 13.3** Quelle est la constante de temps de la charge dans la figure 13.40*b* ? La période de la dent de scie étant égale à la constante de temps, que vaut sa fréquence ?
- 13.4** Si la tension d'amorçage dans la figure 13.40*a* passe à 20 V et le courant de maintien à 3 mA, quelle est la tension V de fermeture ? Quelle est la tension d'ouverture ?
- 13.5** Si, dans la figure 13.40*b*, la tension de l'alimentation est portée à 60 V, quelle est la tension maximale sur le condensateur ? Quelle est la constante de temps si la résistance est doublée et la capacité du condensateur triplée ?

13.2 Redresseur au silicium commandé

- 13.6** Le SCR de la figure 13.41 a $V_{GT} = 0,7$ V, $I_{GT} = 2$ mA et $I_H = 2$ mA. Quelle est la valeur de la tension de sortie lorsque le SCR est ouvert ? Quelle est la tension d'entrée qui le déclenche ? Si on diminue la tension V_{CC} , à quelle valeur va-t-elle ouvrir le SCR ?

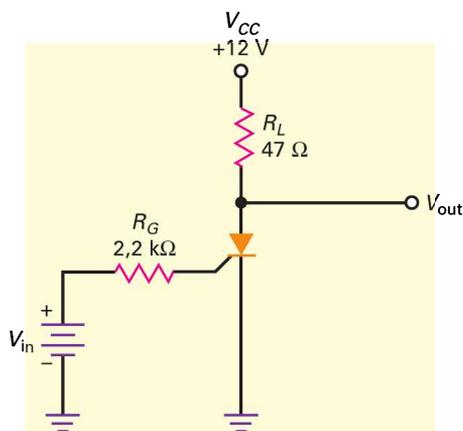


Figure 13.41

- 13.7** Toutes les résistances de la figure 13.41 sont doublées. Si le courant de déclenchement dans la gâchette est 1,5 mA, quelle est la tension d'entrée qui provoque la fermeture ?
- 13.8** Quelle est la valeur crête de la tension de sortie dans la figure 13.42 si la résistance variable R est réglée à 500 Ω ?

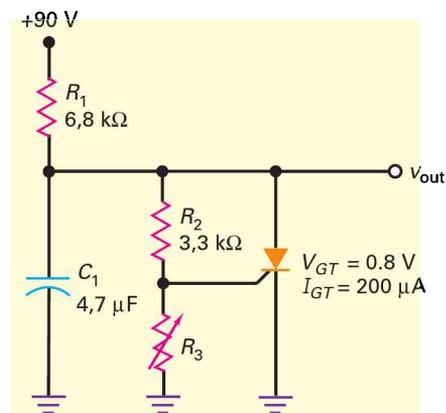


Figure 13.42

- 13.9** Si le SCR de la figure 13.41 a une tension gâchette de déclenchement 1,5 V, un courant de déclenchement 15 mA et un courant de maintien 10 mA, quelle est la tension d'entrée qui déclenche le SCR ? la tension d'alimentation qui ouvre le SCR ?
- 13.10** Si, dans la figure 13.41, la résistance est triplée, quelle est la tension d'entrée qui déclenche le SCR si $V_{GT} = 2$ V et $I_{GT} = 8$ mA ?
- 13.11** Dans la figure 13.42, la résistance variable R est réglée à 750 Ω. Quelle est la constante de temps de la charge du condensateur ? Quelle est la résistance de Thévenin vue par la gâchette ?
- 13.12** Si la résistance R_2 sur la figure 13.43 est fixée à 4,6 kW, quelles sont les valeurs approximatives des angles d'amorçage et de conduction du circuit ?

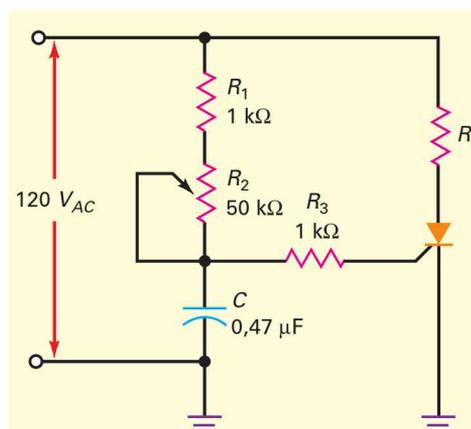


Figure 13.43

- 13.13** Lorsqu'on fait varier la résistance R_2 sur la figure 13.43, quelles sont les valeurs minimale et maximale de l'angle d'amorçage ?
- 13.14** Quelles sont sur la figure 13.43 les valeurs minimale et maximale de l'angle de conduction ?

13.3 Protection contre les surtensions par SCR

13.15 Calculez la tension de l'alimentation qui déclenche le circuit de protection de la figure 13.44.

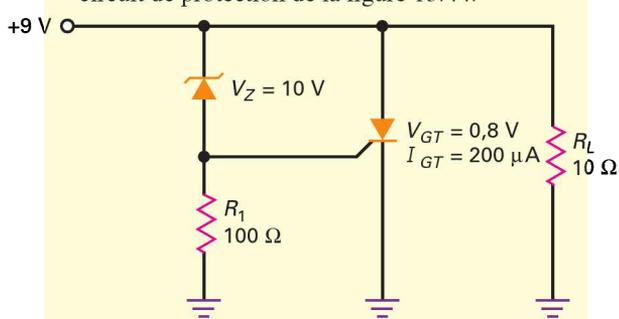


Figure 13.44

13.16 Si la diode Zener de la figure 13.44 a une tolérance $\pm 10\%$ et si la tension de déclenchement peut atteindre 1,5 V, quelle est la tension maximale de l'alimentation qui déclenche la protection ?

13.17 Si la tension Zener de la diode de la figure 13.44 passe de 10 V à 12 V, quelle est la tension qui déclenche le SCR ?

13.18 La diode Zener de la figure 13.44 est remplacée par une diode 1N4741A. Quelle est la tension de l'alimentation qui déclenche la protection ?

13.5 Les thyristors bidirectionnels

13.19 Le diac de la figure 13.45 possède une tension d'amorçage 20 V, et le triac a $V_{GT} = 2,5$ V. Quelle est la tension du condensateur qui ferme le triac ?

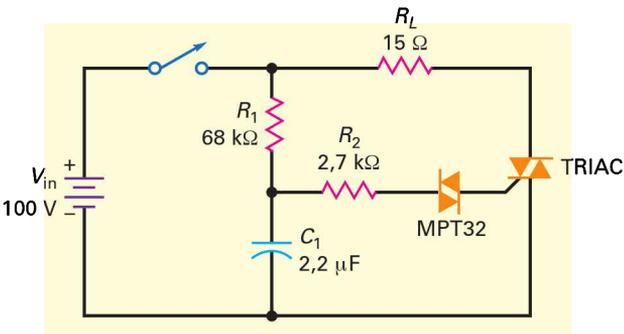
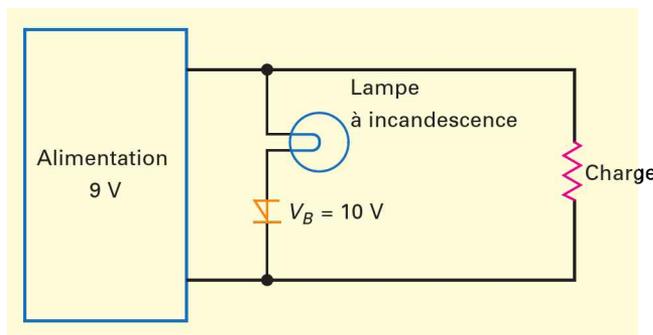
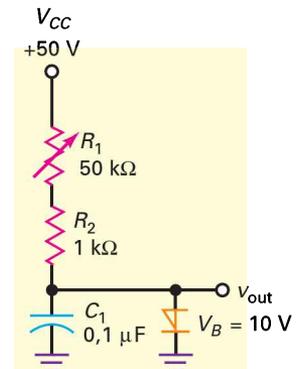


Figure 13.45

Figure 13.47



(a)



(b)

13.20 Que vaut le courant dans la charge de la figure 13.45 quand le triac est conducteur ?

13.21 Dans la figure 13.45, toutes les résistances sont doublées et la capacité du condensateur triplée. Si le diac a une tension d'amorçage 28 V, et si le triac possède une tension gâchette de déclenchement 2,5 V, quelle est la tension sur le condensateur qui allume le triac ?

13.7 Autres thyristors

13.22 Sur la figure 13.46, quelles sont les valeurs des tensions d'anode et de gâchette lorsque le PUT est en conduction ?

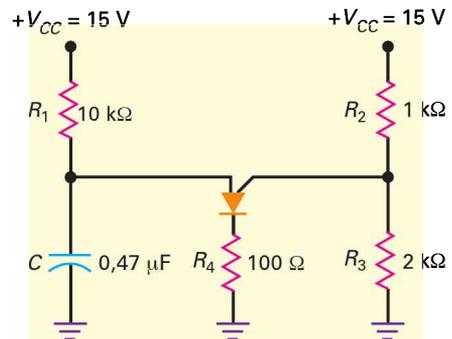


Figure 13.46

13.23 Quelle est la valeur de la tension de pic aux bornes de R_4 sur la figure 13.46 lorsque le PUT est en conduction ?

13.24 Sur la figure 13.46, quelle est la forme des signaux aux bornes du condensateur ? Et quelles sont les valeurs minimales et maximales de ces signaux ?

Approfondissement

13.25 La figure 13.47a représente un indicateur de surtension. Quelle est la valeur de la tension qui allume la lampe ?

- 13.26 Quelle est la valeur crête de la tension de sortie dans la figure 13.47b ?
- 13.27 Si la période de la dent de scie est 20 % de la constante de temps, quelle est la fréquence minimale dans la figure 13.47b ? Quelle est la fréquence maximale ?
- 13.28 Le circuit de la figure 13.48 est dans l'obscurité. Que vaut la tension de sortie ? Quand une lumière brille, le thyristor conduit. Quelle est alors la valeur approximative de la tension de sortie ? Que vaut le courant traversant la résistance 100 Ω ?

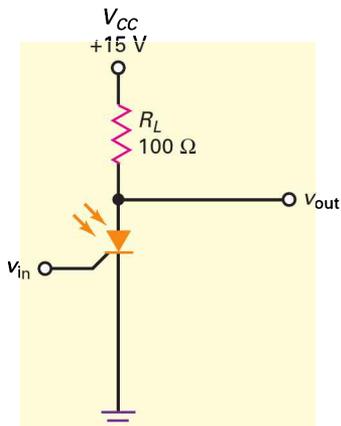


Figure 13.48

Grille de dépannage

Utilisez la figure 13.49 pour les exercices suivants. L'alimentation de puissance est un redresseur en pont avec un filtrage par condensateur. Donc, la tension DC filtrée est sensiblement égale à la tension crête au secondaire.

Toutes les données sont en volts, sauf indications contraires. Toutes les tensions mesurées aux points A, B, C sont en valeurs moyennes.

Les tensions en D, E et F sont continues.

Dans cet exercice, vous devez dépanner au niveau système, c'est-à-dire que vous devez localiser le bloc suspect pour des tests supplémentaires. Par exemple, si la tension est correcte en B mais fautive en C, votre réponse sera : *le transformateur*.

13.29 Trouvez d'où proviennent les pannes 1 à 4.

13.30 Trouvez d'où proviennent les pannes 5 à 8.

(a)

Dépannage

Défaut	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F	R_L	SCR
OK	115	115	12,7	18	18	18	100 Ω	Off
T1	115	115	12,7	18	0	0	100 Ω	Off
T2	0	0	0	0	0	0	100 Ω	Off
T3	115	115	0	0	0	0	100 Ω	Off
T4	115	0	0	0	0	0	0	Off
T5	130	130	14,4	20,5	20,5	20,5	100 Ω	Off
T6	115	115	12,7	0	0	0	100 Ω	Off
T7	115	115	12,7	18	18	0	100 Ω	Off
T8	115	0	0	0	0	0	100 Ω	Off

(b)

Figure 13.49
Dépannage

Questions de débogage avec Multisim III Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC13-31** à **MTC13-35** et correspondent au circuit de la figure 13.49.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 13.31** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC13-31**.
- 13.32** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC13-32**.
- 13.33** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC13-33**.
- 13.34** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC13-34**.
- 13.35** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC13-35**.

Questions d'un recruteur

- Dessinez une bascule à deux transistors. Ensuite, expliquez comment la réaction positive entraîne les transistors à la saturation ou au blocage.
- Dessinez un montage de protection contre les surtensions à base de SCR. Quel est le principe de fonctionnement ? Autrement dit, dites-moi en détail comment cela fonctionne.
- Dessinez un circuit SCR contrôlé par la phase. Ajoutez la forme de la tension secteur et de la tension gâchette. Ensuite, expliquez la théorie du fonctionnement.
- Dans les montages à thyristors, quel est le but des circuits de protection ?
- Comment doit-on utiliser le SCR dans un montage d'alarme ? Pourquoi ce composant serait-il préférable à un trigger à transistors ? Dessinez un schéma simple.
- Dans quel domaine de l'électronique trouve-t-on l'usage des thyristors ?
- Comparez un transistor bipolaire de puissance, un MOS de puissance et un SCR pour l'utilisation en courants forts.
- Expliquez les différences de fonctionnement entre une diode Schockley et un SCR.
- Comparez un MOSFET de puissance et un IGBT dans une application de commutation à haute puissance.

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|--------|
| 1. c) | 8. b) | 15. d) | 22. b) | 29. c) |
| 2. b) | 9. b) | 16. d) | 23. c) | 30. b) |
| 3. d) | 10. c) | 17. d) | 24. b) | 31. a) |
| 4. c) | 11. a) | 18. a) | 25. d) | |
| 5. b) | 12. b) | 19. a) | 26. d) | |
| 6. b) | 13. d) | 20. b) | 27. b) | |
| 7. a) | 14. d) | 21. c) | 28. a) | |

Avez-vous compris ?

- 13.1** $I_D = 113 \text{ mA}$.
- 13.2** $V_{in} = 1,7 \text{ V}$.
- 13.3** $F = 250 \text{ kHz}$.
- 13.4** $V_{in} = 10 \text{ V}$; $V_{CC} = 2,5 \text{ V}$.
- 13.6** $V_{CC} = 6,86 \text{ V}$ (*pire cas*).
- 13.7** $\theta_{all.} = 62^\circ$; $\theta_{conduction} = 118^\circ$.
- 13.8** $I_R = 5,45 \text{ A}$.
- 13.9** $V_{in} = 25 \text{ V}$.

Effets de la fréquence

14

Objectifs

- Calculer un gain en puissance et un gain en tension en décibels et énoncer les sous-entendus de l'adaptation d'impédance.
- Tracer les diagrammes de Bode pour l'amplitude et la phase.
- Utiliser le théorème de Miller pour calculer la capacité équivalente d'entrée et la capacité équivalente de sortie d'un circuit donné.
- Décrire la relation temps de montée - bande passante.
- Expliquer comment les condensateurs de liaison et les condensateurs de découplage d'émetteur déterminent la fréquence de coupure basse.
- Expliquer comment la capacité collecteur et la capacité Miller à l'entrée déterminent la fréquence de coupure haute.

Vocabulaire

Ampli continu	Capacité prépondérante	Effet Miller	Gain en puissance en dB
Ampli inverseur	Circuit de retard	Fréquence	Gain en tension en dB
Bande médiane	Condensateur de réaction	à mi-puissance	Réponse en fréquence
Capacité interne	Décibel	Fréquence de coupure	Temps de montée
Capacité parasite de câblage	Diagramme de Bode	Fréquence de gain unitaire	
	Échelle logarithmique		

En quelques mots

Dans les chapitres précédents, les amplificateurs envisagés fonctionnaient dans leur bande normale de fréquences. Maintenant, nous allons étudier la réponse d'un amplificateur lorsque la fréquence à l'entrée est en dehors de la bande normale. Dans les amplis AC, le gain en tension diminue quand la fréquence du signal à l'entrée est trop basse ou trop haute. Par contre, les amplis continus présentent du gain en tension jusqu'à la fréquence nulle ; c'est uniquement en hautes fréquences que l'amplification s'effondre. Afin de décrire ces décroissances du gain, nous utiliserons le décibel et le diagramme de Bode pour tracer la réponse d'un ampli.

14.1 Réponse en fréquence d'un amplificateur

La **réponse en fréquence** d'un amplificateur est la courbe de son gain en fonction de la fréquence. Dans cette partie, nous allons envisager la réponse en fréquence des amplis AC et DC. Précédemment, nous avons étudié l'ampli émetteur commun avec ses condensateurs de liaison et de découplage ; c'est un exemple d'*ampli AC* conçu pour amplifier les signaux alternatifs. Il est aussi possible de réaliser des *amplis DC* destinés aussi bien aux signaux alternatifs qu'aux signaux continus.

14.1.1 Réponse d'un amplificateur AC

La figure 14.1a montre la *réponse en fréquence* d'un amplificateur AC. Dans le milieu de la bande, aux fréquences intermédiaires, le gain en tension est maximal ; c'est dans cette gamme de fréquences que l'ampli doit fonctionner. Aux basses fréquences, le gain en tension diminue car les condensateurs de découplage et de liaison ne sont plus équivalents à des courts-circuits. Au contraire, leurs réactances sont devenues suffisamment importantes pour absorber une partie du signal, et il en résulte une perte de gain en tension au fur et à mesure que l'on se rapproche de la fréquence nulle.

Aux hautes fréquences, le gain diminue pour d'autres raisons. Pour commencer, le transistor possède des **capacités internes** de jonctions (figure 14.1b) ; elles constituent une dérivation pour le signal AC. Lorsque la fréquence augmente, leur réactance devient suffisamment faible pour empêcher l'effet normal du transistor, et cela entraîne une diminution du gain.

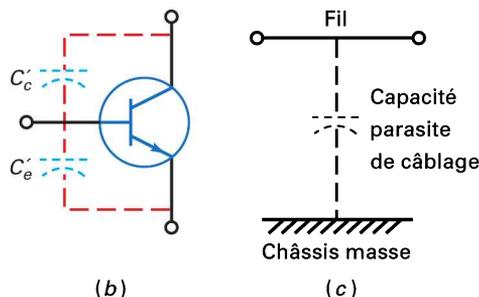
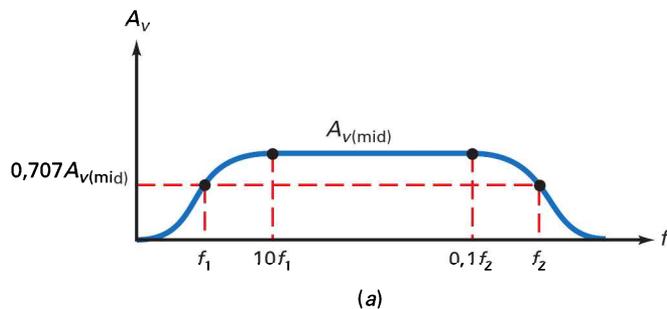


Figure 14.1
 (a) Réponse en fréquence d'un ampli AC ;
 (b) capacités internes du transistor ;
 (c) capacité de câblage entre le fil de liaison et le châssis.

La **capacité parasite du câblage** est une cause de perte de gain aux hautes fréquences ; la figure 14.1c illustre cette remarque. Tout fil de connexion dans un montage à transistors se comporte comme une plaque de condensateur, et le châssis comme l'autre plaque. Cette capacité parasite entre le câble et la masse est indésirable. Aux hautes fréquences, sa faible réactance empêche le courant AC d'atteindre la charge, ce qui revient à une baisse du gain en tension.

14.1.2 Les fréquences de coupure

Les fréquences pour lesquelles le gain en tension est égal à sa valeur maximale multipliée par 0,707 s'appellent **fréquences de coupure**. Sur la figure 14.1a, f_1 est la fréquence de coupure basse et f_2 est la fréquence de coupure haute. On les nomme aussi **fréquences à mi-puissance** car à ces fréquences la puissance vaut la moitié de sa valeur maximale.

Pourquoi la moitié de la valeur maximale ? Quand le gain en tension vaut 0,707 fois sa valeur maximale, la tension de sortie vaut sa valeur maximale multipliée par 0,707. Souvenez-vous que la puissance est égale au carré de la tension divisé par la résistance. Si vous élevez au carré 0,707, vous obtenez 0,5 ; c'est pour cela que la puissance à la fréquence de coupure est la moitié de la puissance maximale.

14.1.3 La bande médiane

Nous définissons la **bande médiane** comme la bande des fréquences comprises entre $10 f_1$ et $0,1 f_2$. Dans cette bande médiane, le gain en tension est noté $A_{v(\text{mid})}$ (*midband*). Les trois grandeurs fondamentales de tout ampli sont donc $A_{v(\text{mid})}$, f_1 et f_2 ; avec elles vous savez la valeur du gain aux fréquences intermédiaires, et à quelle fréquence il diminue d'un facteur 0,707.

14.1.4 Hors de la bande médiane

Bien que l'ampli fonctionne généralement dans sa bande médiane, il est parfois nécessaire de connaître son gain en dehors de celle-ci. Voici une relation pour calculer le gain en tension d'un ampli AC :

$$A_v = \frac{A_{v(\text{mid})}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2} \sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \quad (14.1)$$

Avec $A_{v(\text{mid})}$, f_1 et f_2 donnés, il est possible de déterminer le gain à toute fréquence. Cette relation suppose que les fréquences de coupures haute et basse soient produites par un dipôle RC. C étant la **capacité prépondérante**, c'est-à-dire celle qui est plus importante que toutes les autres pour la détermination de la fréquence de coupure.

La relation (14.1) n'est pas aussi compliquée qu'il n'y paraît ; elle n'analyse que trois gammes de fréquences : la bande médiane, et les fréquences au-dessous et au-dessus de cette dernière. Dans la bande médiane, $f_1/f \approx 0$ et $f/f_2 \approx 0$; les deux racines carrées de l'expression (14.1) sont proches de 1 et la relation devient :

$$\text{Bande médiane : } A_v = A_{v(\text{mid})} \quad (14.2)$$

Au-dessous des fréquences intermédiaires, $f/f_2 \approx 0$; la seconde racine vaut presque 1 et la formule (14.1) se simplifie :

$$\text{Au-dessous de la bande médiane : } A_v = \frac{A_{v(\text{mid})}}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}} \quad (14.3)$$

Au-dessus des fréquences intermédiaires, $f_1/f \approx 0$; la première racine vaut presque 1 et la formule (14.1) se simplifie :

$$\text{Au-dessus de la bande médiane : } A_v = \frac{A_{v(\text{mid})}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \quad (14.4)$$

14.1.5 Réponse d'un ampli continu

Lorsque cela est nécessaire, un concepteur peut faire une liaison directe entre les étages. Cela permet au montage d'amplifier toutes les fréquences jusqu'à zéro hertz (0 Hz) ; c'est un **ampli continu** (*ampli DC*).

La figure 14.2a représente la réponse en fréquence d'un ampli DC. Il n'existe pas de fréquence de coupure basse, les deux paramètres importants d'un ampli DC sont $A_{v(\text{mid})}$ et f_2 . À partir de ces deux valeurs, données dans la fiche technique, nous avons le gain dans la bande médiane et son évolution aux hautes fréquences.

L'ampli DC est plus largement utilisé que l'ampli AC, car maintenant beaucoup de réalisations sont construites à partir d'amplis op au lieu de transistors discrets. Un *ampli op* est un amplificateur continu ayant un grand gain en tension, une forte impédance d'entrée et une faible impédance de sortie. Une très grande variété d'amplis op est disponible dans le commerce sous forme de circuits intégrés.

Bon à Savoir

Dans la figure 14.2, la bande passante comprend les fréquences de 0 Hz à f_2 . Dit d'une autre manière, la bande passante dans la figure 14.2 est égale à f_2 .

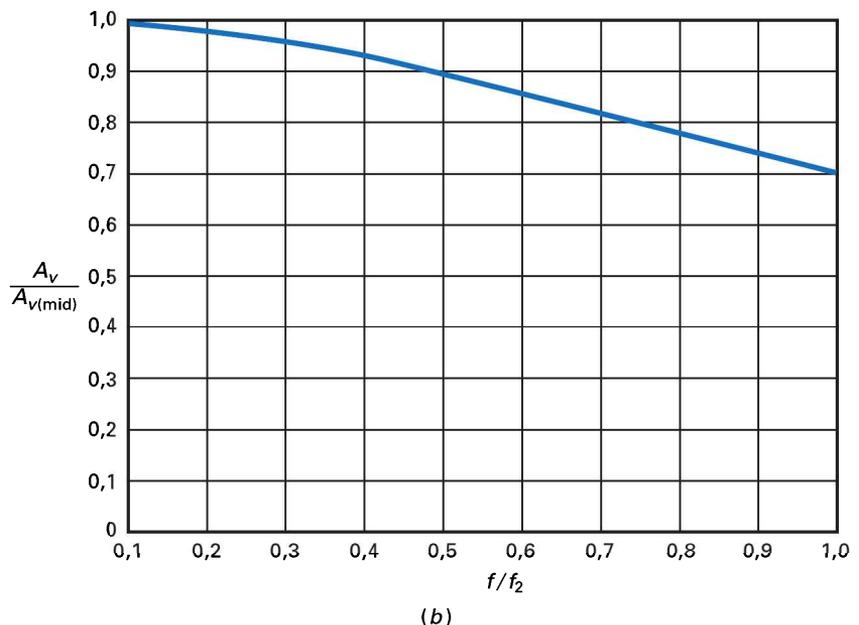
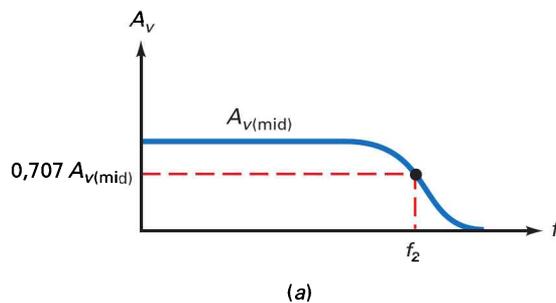


Figure 14.2
Réponse en fréquence
d'un ampli continu.

La plupart des amplis DC sont réalisés avec une capacité prépondérante qui donne la fréquence de coupure f_2 . Par conséquent, nous pouvons utiliser la formule suivante pour calculer le gain en tension des amplis DC classiques :

$$A_v = \frac{A_{v(\text{mid})}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \quad (14.5)$$

Par exemple, pour $f = 0,1 f_2$:

$$A_v = \frac{A_{v(\text{mid})}}{\sqrt{1 + (0,1)^2}} = 0,995 A_{v(\text{mid})}$$

Le gain en tension est inférieur de 0,5 % à sa valeur maximale lorsque la fréquence est le dixième de la fréquence de coupure haute. Autrement dit, le gain est quasiment égal au maximum.

14.1.6 Entre la bande médiane et la coupure

La relation (14.5) permet de calculer le gain en tension dans la région située entre la bande médiane et la coupure. L'encart *À retenir* 14.1 donne les valeurs normalisées des fréquences et du gain. Si $f/f_2 = 0,1$, $A_v/A_{v(\text{mid})} = 0,995$. Lorsque f/f_2 augmente, le gain normalisé diminue jusqu'à atteindre la valeur 0,707 à la fréquence de coupure. Pour simplifier, nous pouvons dire que le gain en tension est 100 % du maximum quand $f/f_2 = 0,1$; 98 %, 96 %, et ainsi de suite jusqu'à 70 % à la coupure. La figure 14.2*b* montre la courbe $A_v/A_{v(\text{mid})}$ en fonction de f/f_2 .

À RETENIR 14.1 – Entre la bande médiane et la coupure

f/f_2	$A_v/A_{v(\text{mid})}$	% (approx.)
0,1	0,995	100
0,2	0,981	98
0,3	0,958	96
0,4	0,928	93
0,5	0,894	89
0,6	0,857	86
0,7	0,819	82
0,8	0,781	78
0,9	0,743	74
1	0,707	70

Question 14.1

L'amplificateur de la figure 14.3*a* possède un gain dans la bande médiane égal à 200. Si les fréquences de coupure sont $f_1 = 20$ Hz et $f_2 = 20$ kHz, à quoi ressemble la réponse en fréquence ? Quelle est la valeur du gain en tension si la fréquence d'entrée est 5 Hz ? Si elle est 200 kHz ?

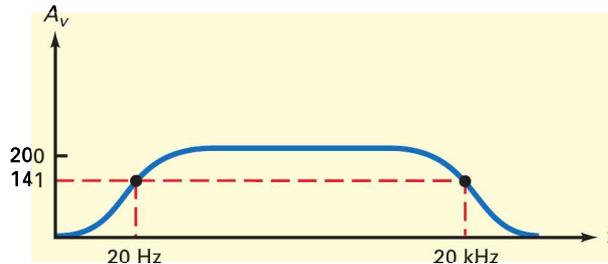
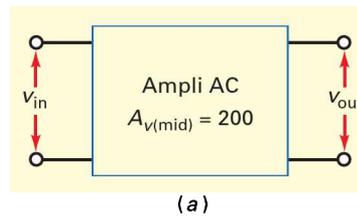


Figure 14.3
Réponse en fréquence
d'un ampli AC.

Réponse Dans la bande médiane, le gain en tension vaut 200. À chaque fréquence de coupure, il vaut :

$$A_v = 0,707(200) = 141$$

La figure 14.3*b* illustre la réponse en fréquence.

La relation (14.3) permet de calculer le gain en tension pour une fréquence d'entrée 5 Hz :

$$A_v = \frac{200}{\sqrt{1 + (20/5)^2}} = \frac{200}{\sqrt{1 + (4)^2}} = \frac{200}{\sqrt{17}} = 48,5$$

De la même manière, la relation (14.4) donne la valeur du gain en tension pour une fréquence 200 kHz :

$$A_v = \frac{200}{\sqrt{1 + (200/20)^2}} = 19,9$$

14.1 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.1 en utilisant un amplificateur AC avec un gain en tension dans la bande médiane $A_{v(\text{mid})} = 100$.

Question 14.2

La figure 14.4*a* représente un 741C, c'est un ampli opérationnel ayant un gain en tension 100 000 en bande médiane. Si $f_2 = 10$ Hz, à quoi ressemble la réponse en fréquence ?

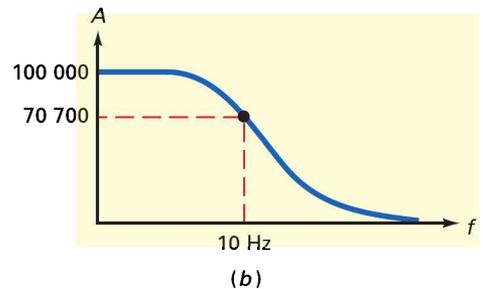
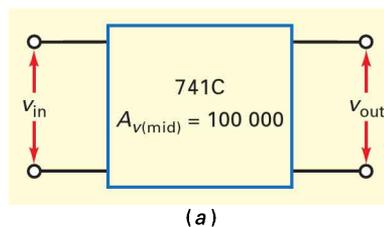


Figure 14.4
Le 741 et sa réponse
en fréquence.

Réponse À la fréquence de coupure 10 Hz, le gain en tension est égal à sa valeur maximale multipliée par 0,707 :

$$A_v = 0,707(100\,000) = 70\,700$$

La figure 14.4b représente la réponse en fréquence. Remarquez le gain en tension 100 000 à la fréquence nulle (0 Hz). Lorsque la fréquence se rapproche de 10 Hz, il diminue jusqu'à valoir environ 70 % de son maximum.

14.2 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.2 en utilisant un gain en tension dans la bande médiane $A_{v(\text{mid})} = 200\,000$.

Question 14.3

Suite de la question précédente : que vaut le gain en tension pour chacune des fréquences d'entrée suivantes : 100 Hz ; 1 kHz ; 10 kHz ; 100 kHz ; 1 MHz ?

Réponse Puisque la fréquence de coupure est 10 Hz, une fréquence d'entrée :

$$f = 100 \text{ Hz} ; 1 \text{ kHz} ; 10 \text{ kHz} ; \dots$$

donne un rapport f/f_2 :

$$f/f_2 = 10 ; 100 ; 1\,000 ; \dots$$

La relation (14.5) donne les gains en tension :

$$f = 100 \text{ Hz} : A_v = \frac{100\,000}{\sqrt{1 + (10)^2}} \approx 10\,000$$

$$f = 1 \text{ kHz} : A_v = \frac{100\,000}{\sqrt{1 + (100)^2}} = 1\,000$$

$$f = 10 \text{ kHz} : A_v = \frac{100\,000}{\sqrt{1 + (1\,000)^2}} = 100$$

$$f = 100 \text{ kHz} : A_v = \frac{100\,000}{\sqrt{1 + (10\,000)^2}} = 10$$

$$f = 1 \text{ MHz} : A_v = \frac{100\,000}{\sqrt{1 + (100\,000)^2}} = 1$$

Chaque fois que la fréquence augmente d'une *décade* (un facteur 10), le gain en tension diminue d'un facteur 10.

14.3 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.3 en utilisant un gain en tension dans la bande médiane $A_{v(\text{mid})} = 200\,000$.

14.2 Gain en puissance en décibels

Nous allons maintenant aborder le **décibel**, une représentation pratique pour la réponse en fréquence. Mais avant de commencer, il faut revoir quelques notions de mathématiques.

14.2.1 Révision des logarithmes

Soit la relation suivante :

$$x = 10^y \quad (14.6)$$

En l'exprimant par rapport à y , nous obtenons :

$$y = \log_{10} x$$

Cela signifie que y est le logarithme (exposant) de 10 qui donne x . Généralement, l'indice 10 est omis et la relation s'écrit :

$$y = \log x \quad (14.7)$$

Avec une calculatrice possédant la fonction logarithme décimal, la détermination de y pour une valeur quelconque de x est immédiate. À titre d'exemple, voici les valeurs de y pour $x = 10, 100, 1\ 000$:

$$y = \log 10 = 1$$

$$y = \log 100 = 2$$

$$y = \log 1\ 000 = 3$$

Chaque fois que x augmente d'un facteur 10, y augmente de 1.

On peut aussi calculer les valeurs de y pour des valeurs décimales de x . Par exemple, voici les valeurs de y pour $x = 0,1, 0,01, 0,001$:

$$y = \log 0,1 = -1$$

$$y = \log 0,01 = -2$$

$$y = \log 0,001 = -3$$

Chaque fois que x diminue d'un facteur 10, y diminue de 1.

14.2.2 Définition de $A_{p(\text{dB})}$

Dans un chapitre précédent, le gain en puissance a été défini comme la puissance de sortie divisée par la puissance d'entrée :

$$A_p = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}$$

Remarque : nous utiliserons la notation A_p (et non G) pour désigner le gain en puissance, comme le font la plupart des fiches techniques.

Le **gain en puissance** en dB est défini par :

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log A_p \quad (14.8)$$

Puisque A_p est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée, il ne possède pas d'unités, il est sans dimension. Quand on prend le logarithme du gain A_p , on obtient aussi une quantité sans unité. Mais, pour être certain de ne pas confondre $A_{p(\text{dB})}$ avec A_p , on donne le *décibel* (abréviation *dB*) comme unité pour toute valeur de $A_{p(\text{dB})}$.

Par exemple, si un amplificateur possède un gain en puissance de 100, ce gain en dB est de :

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$

Un autre exemple : si $A_p = 100\ 000\ 000$, alors :

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 100\ 000\ 000 = 80 \text{ dB}$$

Dans ces deux exemples, le log est égal au nombre de zéros : 100 possède 2 zéros, 100 000 000 en a 8. On peut utiliser le nombre de zéros pour trouver le logarithme tant que la valeur est un multiple de 10. Ensuite, on multiplie par 10 pour obtenir la réponse en dB. Un gain en puissance de 1 000 a 3 zéros, multiplié par 10 donne 30 dB. Un gain en puissance de 100 000 a 5 zéros, multiplié par 10 donne 50 dB. Ce raccourci est pratique pour trouver les équivalents en dB et vérifier les réponses.

Les fiches techniques utilisent très souvent les dB pour donner les gains en puissance des composants. L'une des raisons de l'utilisation des dB est que les logarithmes compriment les nombres. Si un amplificateur possède un gain en puissance variant de 100 à 100 000 000, le gain en puissance exprimé en dB varie de 20 dB à 80 dB. On voit que le gain exprimé en dB est plus compact que le gain en notation standard.

14.2.3 Deux propriétés utiles

Le gain en puissance exprimé en dB possède deux propriétés utiles :

- 1) Chaque fois que le gain en puissance augmente (diminue) d'un facteur 2, le gain en dB augmente (diminue) de 3 dB.
- 2) Chaque fois que le gain en puissance augmente (diminue) d'un facteur 10, le gain en dB augmente (diminue) de 10 dB.

L'encart *À retenir* 14.2 illustre ces propriétés sous une forme compacte ; les réponses aux questions suivantes vont les démontrer.

À RETENIR 14.2 – Propriétés du gain en puissance

Facteur	Décibel (dB)
× 2	+ 3
× 0, 5	- 3
× 10	+ 10
× 0, 1	- 10

Question 14.4

Calculez la valeur en dB des gains en puissance suivants : $A_p = 1 ; 2 ; 4 ; 8$.

Réponse Avec une calculatrice, nous obtenons les réponses suivantes :

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 2 = 3 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 4 = 6 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 8 = 9 \text{ dB}$$

Chaque fois que A_p augmente d'un facteur 2, $A_{p(\text{dB})}$ augmente de 3 dB. Cette propriété est toujours vraie ; chaque fois que vous doublez un gain en puissance, son expression en dB augmente de 3 dB.

14.4 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.4 pour $A_p = 10 ; 20$ et 40.

Question 14.5

Calculez la valeur en dB des gains en puissance suivants : $A_p = 1 ; 0,5 ; 0,25 ; 0,125$.

Réponse

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0,5 = -3 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0,25 = -6 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0,125 = -9 \text{ dB}$$

Chaque fois que A_p diminue d'un facteur 2, $A_{p(\text{dB})}$ diminue de 3 dB.

14.5 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.5 pour $A_p = 4 ; 2 ; 1$ et 0,5.

Question 14.6

Calculez la valeur en dB des gains en puissance suivants : $A_p = 1 ; 10 ; 100 ; 1\,000$.

Réponse

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 10 = 10 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 1\,000 = 30 \text{ dB}$$

Chaque fois que A_p augmente d'un facteur 10, $A_{p(\text{dB})}$ augmente de 10 dB.

14.6 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.6 pour $A_p = 5 ; 50 ; 500$ et 5 000.

Question 14.7

Calculez la valeur en dB des gains en puissance suivants : $A_p = 1 ; 0,1 ; 0,01 ; 0,001$.

Réponse

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0,1 = -10 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0,01 = -20 \text{ dB}$$

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log 0,001 = -30 \text{ dB}$$

Chaque fois que A_p diminue d'un facteur 10, $A_{p(\text{dB})}$ diminue de 10 dB.

14.7 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.7 pour $A_p = 20 ; 2 ; 0,2$ et 0,02.

14.3 Gain en tension en décibels

Les mesures de tension sont plus courantes que les mesures de puissance. C'est pour cela que les décibels sont encore plus utiles pour le gain en tension.

14.3.1 Définition

Défini dans un chapitre précédent, le gain en tension est la tension de sortie divisée par la tension d'entrée :

$$A_v = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}}$$

Remarque : Comme la plupart des fiches techniques, nous utiliserons la notation A_v (et non A) pour identifier le gain en tension.

Le **gain en tension en dB** est défini par :

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log A_v \quad (14.9)$$

L'utilisation de 20 au lieu de 10 dans la définition est due au fait que la puissance est proportionnelle au carré de la tension. Comme nous le verrons dans le paragraphe suivant, cette définition a des conséquences importantes pour l'adaptation d'impédance des systèmes.

Si un amplificateur présente un gain en tension 100 000, la valeur en dB est :

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 100\,000 = 100 \text{ dB}$$

Pour les valeurs multiples de 10, nous avons le raccourci suivant : compter le nombre de zéros et multiplier par 20 pour obtenir la valeur en dB. Dans l'exemple précédent, nous trouvons 5 zéros multipliés par 20 pour obtenir 100 dB.

Un ampli ayant un gain en tension entre 100 et 100 000 000, son gain en dB varie de 40 dB à 160 dB.

14.3.2 Règles fondamentales pour le gain en tension

Voici des propriétés utiles du gain en tension en dB :

- 1) Chaque fois que le gain en tension augmente (diminue) d'un facteur 2, sa valeur en dB augmente (diminue) de 6 dB.
- 2) Chaque fois que le gain en tension augmente (diminue) d'un facteur 10, sa valeur en dB augmente (diminue) de 20 dB.

L'encart *À retenir* 14.3 résume ces propriétés.

À RETENIR 14.3 – Propriétés du gain en tension

Facteur	Décibel (dB)
× 2	+ 6
× 0,5	- 6
× 10	+ 20
× 0,1	- 20

14.3.3 Étages en cascade

Sur la figure 14.5, le gain en tension total de l'ampli à deux étages est le produit des gains en tension de chaque étage :

$$A_v = A_{v1}A_{v2} \quad (14.10)$$

Si le premier étage a un gain en tension 100 et le second un gain 50, le gain en tension total est :

$$A_v = (100)(50) = 5\,000$$

Quelque chose d'inattendu arrive à la relation (14.10) si nous utilisons les gains en tension en dB au lieu de la forme ordinaire. En effet :

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log A_v = 20 \log A_{v1}A_{v2} = 20 \log A_{v1} + 20 \log A_{v2}$$

qui peut s'écrire :

$$A_{v(\text{dB})} = A_{v1(\text{dB})} + A_{v2(\text{dB})} \quad (14.11)$$

Cette relation montre que le gain en tension total exprimé en dB de deux amplis en cascade est la somme de chaque gain exprimé en dB. La même remarque s'applique à un nombre quelconque d'étages. Cette propriété additive des gains en dB est une raison de leur popularité.

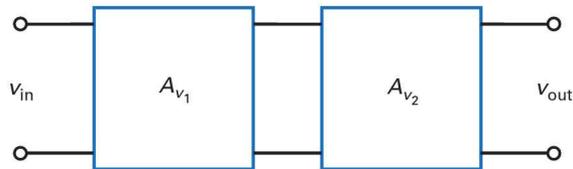


Figure 14.5
Gain en tension de deux étages.

Question 14.8

Quel est le gain en tension total sur la figure 14.6a ? Exprimez-le en décibels, calculez le gain en dB de chaque étage et utilisez la relation (14.11).

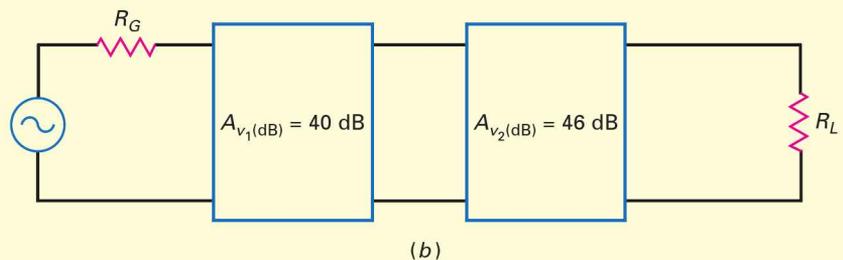
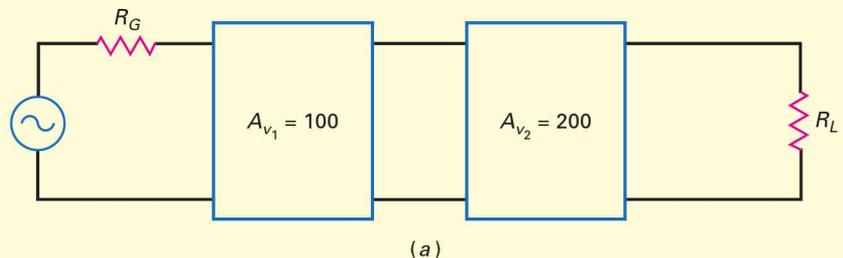


Figure 14.6
Gains en tension et valeurs en dB équivalentes.

Réponse Avec la relation (14.10), le gain en tension total vaut :

$$A_v = (100)(200) = 20\,000$$

En dB, cela donne :

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 20\,000 = 86 \text{ dB}$$

Vous pouvez utiliser la calculatrice pour trouver 86 dB, ou utiliser le raisonnement suivant : 20 000, c'est deux fois 10 000. Ce nombre a 4 zéros, ce qui donne en dB 80 dB. À cause du facteur 2, la réponse finale est supérieure de 6 dB, soit 86 dB.

Maintenant, calculons le gain en tension en dB de chaque étage :

$$A_{v1(\text{dB})} = 20 \log 100 = 40 \text{ dB}$$

$$A_{v2(\text{dB})} = 20 \log 200 = 46 \text{ dB}$$

La figure 14.6b montre ces gains en dB. La relation (14.11) donne le gain en tension total exprimé en dB :

$$A_{v(\text{dB})} = 40 \text{ dB} + 46 \text{ dB} = 86 \text{ dB}$$

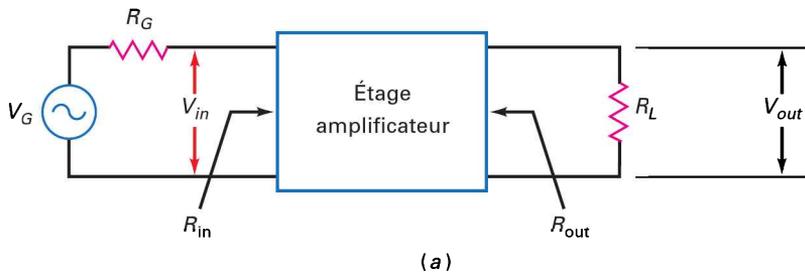
L'addition des gains en tension individuels exprimés en dB donne la même réponse que le calcul précédent.

14.8 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.8 avec des gains en tension des étages de 50 et 200.

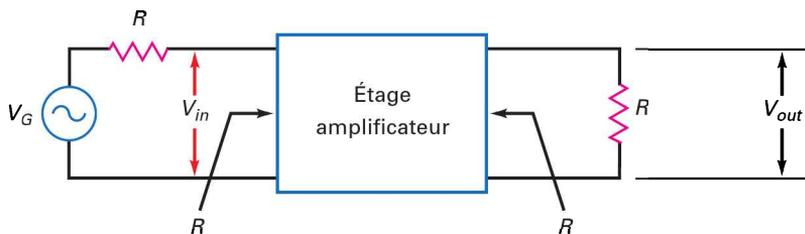
14.4 L'adaptation d'impédance

14.4.1 Réalisation

La figure 14.7a représente un étage amplificateur avec un générateur de résistance R_G , une résistance d'entrée R_{in} , une résistance de sortie R_{out} et une résistance de charge R_L . Jusqu'à maintenant, la plupart de nos études ont utilisé différentes valeurs pour ces résistances.



(a)



(b)

Bon à Savoir

Quand les impédances ne sont pas équilibrées dans un amplificateur, les gains de puissance en décibel peuvent être calculés en utilisant l'équation suivante :

$$A_{p(\text{dB})} = 20 \log A_v + 10 \log R_{in}/R_{out}$$

où A_v est le gain en tension de l'amplificateur, et R_{in} et R_{out} sont respectivement les résistances d'entrée et de sortie.

Figure 14.7
Adaptation d'impédance.

Dans beaucoup de systèmes de télécommunication (micro-ondes, télévision et téléphone), toutes les impédances sont adaptées : $R_G = R_{in} = R_{out} = R_L$. La figure 14.7b illustre ce concept où toutes les impédances sont égales à R . Dans les systèmes micro-ondes, R vaut 50Ω , 75Ω (câble coaxial) ou 300Ω (câble plat) en télévision et 600Ω en téléphonie. Ces différents domaines utilisent l'adaptation d'impédance pour une transmission maximale de la puissance.

Sur la figure 14.7b, la puissance d'entrée est :

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{R}$$

et la puissance de sortie vaut :

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R}$$

Le gain en puissance est :

$$A_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}^2/R}{V_{in}^2/R} = \frac{V_{out}^2}{V_{in}^2} = \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)^2$$

ou

$$A_p = A_v^2 \quad (14.12)$$

Cela signifie que *dans le cas de l'adaptation d'impédance, le gain en puissance est le carré du gain en tension.*

Exprimé en décibels :

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log A_p = 10 \log A_v^2 = 20 \log A_v$$

ou

$$A_{p(\text{dB})} = A_{v(\text{dB})} \quad (14.13)$$

Le gain en puissance exprimé en dB est égal au gain en tension exprimé en dB. La relation (14.13) est applicable à tout système adapté en impédance. Si la fiche technique d'un système adapté donne un gain de 40 dB, cette donnée est valable pour le gain en puissance et le gain en tension.

14.4.2 Conversion des gains en dB en valeurs standard

Quand la fiche technique donne le gain en dB, vous pouvez convertir en valeur standard grâce à la relation suivante :

$$A_p = \exp \frac{A_{p(\text{dB})}}{10} \quad (14.14)$$

et

$$A_p = \exp \frac{A_{p(\text{dB})}}{20} \quad (14.15)$$

La fonction exp (exponentielle) est la fonction inverse de la fonction logarithme (antilog). Ces conversions sont faciles à effectuer avec une calculatrice scientifique qui possède une touche log et une touche fonction inverse.

Question 14.9

La figure 14.8 montre des étages adaptés avec $R = 50 \Omega$. Quel est le gain total en décibels ? Quel est le gain en puissance total ? Quel est le gain en tension total ?

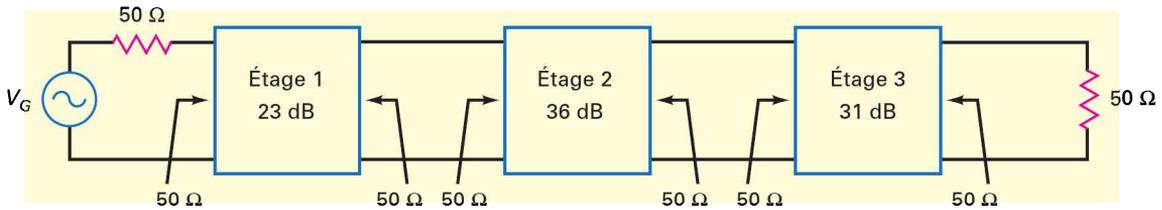


Figure 14.8
Adaptation d'impédance
dans un système 50 Ω.

Réponse Le gain en tension total exprimé en dB vaut :

$$A_{v(\text{dB})} = 23 \text{ dB} + 36 \text{ dB} + 31 \text{ dB} = 90 \text{ dB}$$

Le gain en puissance vaut aussi 90 dB car les étages sont adaptés en impédance.

Avec la relation (14.14), le gain total est :

$$A_p = \exp \frac{90 \text{ dB}}{10} = 1\,000\,000\,000$$

Et le gain en tension vaut :

$$A_v = \exp \frac{90 \text{ dB}}{20} = 31\,623$$

14.9 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.9 avec des gains en dB des étages de 10 dB, -6 dB et 26 dB.

Question 14.10

Suite de la question précédente : quel est le gain en tension de chaque étage exprimé en échelle linéaire ?

Réponse Le premier étage a un gain en tension :

$$A_{v1} = \exp \frac{23 \text{ dB}}{20} = 14,1$$

Le second étage a un gain en tension :

$$A_{v2} = \exp \frac{36 \text{ dB}}{20} = 63,1$$

Le troisième étage a un gain en tension :

$$A_{v3} = \exp \frac{31 \text{ dB}}{20} = 35,5$$

14.10 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.10 avec des gains en dB des étages de 10 dB, -6 dB et 26 dB.

14.5 Décibels au-dessus d'un niveau de référence

Dans ce paragraphe, nous allons envisager deux autres utilisations des décibels. Au lieu de les appliquer aux gains en tension et en puissance, nous allons les utiliser *par rapport à une référence* : le milliwatt ou le volt.

Bon à Savoir

Les systèmes de communication audio qui ont des résistances d'entrée et de sortie de 600 Ω utilisent l'unité dBm pour indiquer la puissance de sortie effective d'un amplificateur, d'un atténuateur ou d'un système entier.

14.5.1 La référence milliwatt

Les décibels sont parfois utilisés pour indiquer la puissance par rapport à un milliwatt. Dans ce cas, les valeurs sont étiquetées *dBm* au lieu de dB. La relation de la puissance en dBm est :

$$P_{\text{dBm}} = 10 \log \frac{P}{1 \text{ mW}} \quad (14.16)$$

où P_{dBm} est la puissance exprimée en dBm. Par exemple, pour une puissance 2 W, la valeur en dBm est :

$$P_{\text{dBm}} = 10 \log \frac{2 \text{ W}}{1 \text{ mW}} = 10 \log 2\,000 = 33 \text{ dBm}$$

L'utilisation des dBm est une méthode pour comparer le niveau de puissance à 1 mW. Une notice technique indiquant une puissance de sortie 33 dBm signifie 2 W de puissance à la sortie. L'encart *À retenir* 14.4 donne quelques valeurs en dBm.

Pour convertir une valeur en dBm en une valeur exprimée en mW, nous pouvons utiliser la relation :

$$P = \exp \frac{P_{\text{dBm}}}{10} \quad (14.17)$$

À RETENIR 14.4 – Puissance en dBm

Puissance	P_{dBm}
1 μW	- 30
10 μW	- 20
100 μW	- 10
1 mW	0
10 mW	10
100 mW	20
1 W	30

Bon à Savoir

L'unité décibel millivolt (dBmV) est utilisée fréquemment dans les systèmes de télévision par câble pour mesurer l'intensité du signal. Dans ce système, un signal de 1 mV à travers 75 Ω est le niveau de référence qui correspond à 0 dB. L'unité dBmV est utilisée pour indiquer la tension de sortie d'un amplificateur, d'un atténuateur ou d'un système complet.

14.5.2 La référence volt

Les décibels sont aussi employés comme niveau au-dessus de un volt. Dans ce cas, on utilise le nom *dBV*, la relation est :

$$V_{\text{dBV}} = 20 \log \frac{V}{1 \text{ V}}$$

Puisque le dénominateur vaut 1, on peut simplifier :

$$V_{\text{dBV}} = 20 \log V \quad (14.18)$$

où V est sans dimension. Par exemple, pour une tension 25 V, nous avons :

$$V_{\text{dBV}} = 20 \log 25 = 28 \text{ dBV}$$

L'utilisation des dBV est une méthode pour comparer la valeur de la tension à 1 V. Une notice technique indiquant une sortie d'un amplificateur de tension à 28 dBV signifie une tension de sortie égale à 25 V. L'encart *À retenir* 14.5 donne quelques valeurs en dBV.

Pour convertir une donnée en dBV en sa valeur en volts, nous pouvons appliquer la relation :

$$V = \exp \frac{V_{\text{dBV}}}{20} \quad (14.19)$$

où V est exprimé en volts.

À RETENIR 14.5 – Tension en dBV

Tension	dBV
10 μV	- 100
100 μV	- 80
1 V	- 60
10 mV	- 40
100 mV	- 20
1 V	0
10 V	20
100 V	40

Question 14.11

Une fiche technique donne pour la sortie d'un ampli 24 dBm. Quelle est sa puissance de sortie ?

Réponse Avec une calculatrice et la relation (14.17), on trouve :

$$P = \exp \frac{24 \text{ dBm}}{10} = 251 \text{ mW}$$

14.11 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.11 avec une sortie d'ampli à 50 dBm.

Question 14.12

Une fiche technique donne pour la sortie d'un ampli -34 dBV. Quelle est sa tension de sortie ?

Réponse Avec la relation (14.18) :

$$V = \exp \frac{-34 \text{ dBV}}{20} = 20 \text{ mV}$$

14.12 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.12 avec une sortie d'ampli à -54,5 dBm.

14.6 Diagrammes de Bode

La figure 14.9 montre la réponse en fréquence d'un amplificateur AC. Elle contient des informations telles que le gain en tension dans la bande médiane, les fréquences

de coupure, mais elle est une vue incomplète du comportement de l'amplificateur. C'est pourquoi on utilise le *diagramme de Bode* que l'on examinera plus loin dans ce paragraphe ; ce type de représentation utilise les décibels, il fournit plus d'informations sur la réponse de l'amplificateur hors de la bande médiane.

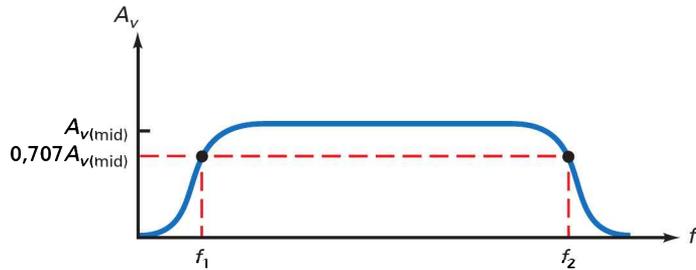


Figure 14.9
Réponse en fréquence
d'un ampli AC.

14.6.1 Octaves

Le do médium d'un piano est à la fréquence 256 Hz. Le do aigu suivant est une octave au-dessus, il est à 512 Hz. Le contre-do suivant est à la fréquence 1 024 Hz, etc. En musique, le mot *octave* correspond à un doublement de la fréquence ; chaque fois que l'on monte d'une octave, on double la fréquence.

En électronique, octave possède la même signification pour les rapports tels que f_1/f et f/f_2 . Par exemple, si $f_1 = 100$ Hz et $f = 50$ Hz, le rapport f_1/f est :

$$\frac{f_1}{f} = \frac{100 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 2$$

On dit que f est une octave au-dessous de f_1 . De même, si $f = 400$ Hz et $f_2 = 200$ Hz, alors :

$$\frac{f}{f_2} = \frac{400 \text{ kHz}}{200 \text{ kHz}} = 2$$

Cela signifie que f est une octave au-dessus de f_2 .

14.6.2 Décades

Une *décade* possède une signification similaire pour les rapports tels que f_1/f et f/f_2 , sauf que le facteur vaut 10. Par exemple, si $f_1 = 500$ Hz et $f = 50$ Hz, le rapport f_1/f est :

$$\frac{f_1}{f} = \frac{500 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 10$$

On dit que f est une décade au-dessous de f_1 . De même, si $f = 2$ MHz et $f_2 = 200$ kHz, alors :

$$\frac{f}{f_2} = \frac{2 \text{ MHz}}{200 \text{ MHz}} = 10$$

Cela signifie que f est une décade au-dessus de f_2 .

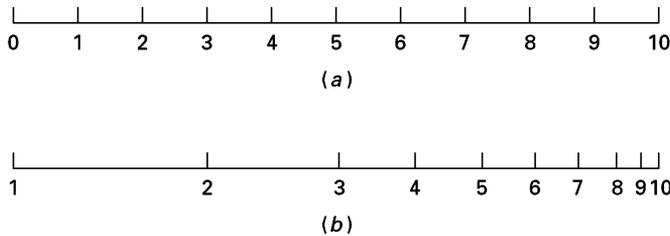
14.6.3 Échelle linéaire et échelle logarithmique

Ordinairement, le papier graphique présente une *échelle linéaire* sur les deux axes. Nous voyons sur la figure 14.10a que l'espace entre deux nombres est le même pour

tous les nombres. Avec une échelle linéaire, nous partons de zéro et progressons d'un pas uniforme vers les nombres les plus hauts. Tous les graphiques envisagés jusqu'à maintenant avaient des échelles linéaires.

Parfois, il est préférable d'utiliser une **échelle logarithmique** car elle comprime les fortes valeurs et permet de visualiser plusieurs décades. La figure 14.10b montre une échelle logarithmique, sa numérotation commence avec 1 et l'espace entre 1 et 2 est plus important que celui entre 9 et 10. En comprimant les fortes valeurs, nous profitons de certaines propriétés des logarithmes et des décibels.

Outre le papier graphique ordinaire, on dispose aussi du papier semi-logarithmique. Il possède une échelle linéaire sur l'axe vertical et une échelle logarithmique sur l'axe horizontal. On l'utilise lorsqu'il faut tracer une grandeur telle que le gain en tension sur plusieurs décades en fréquence.



Bon à Savoir

L'avantage principal des échelles logarithmiques est de pouvoir montrer une plus grande gamme de valeurs en un seul tracé sans perdre de résolution pour les valeurs plus petites.

Figure 14.10
(a) Échelle linéaire ;
(b) échelle logarithmique.

14.6.4 Courbe du gain en tension en dB

La figure 14.11a représente la réponse en fréquence d'un ampli AC classique. La courbe ressemble à celle de la figure 14.9, mais cette fois nous envisageons le gain en tension en dB en fonction de la fréquence tracé sur du papier semi-logarithmique. Cette courbe s'appelle un **diagramme de Bode** ; l'axe vertical utilise une échelle linéaire et l'axe horizontal une échelle logarithmique.

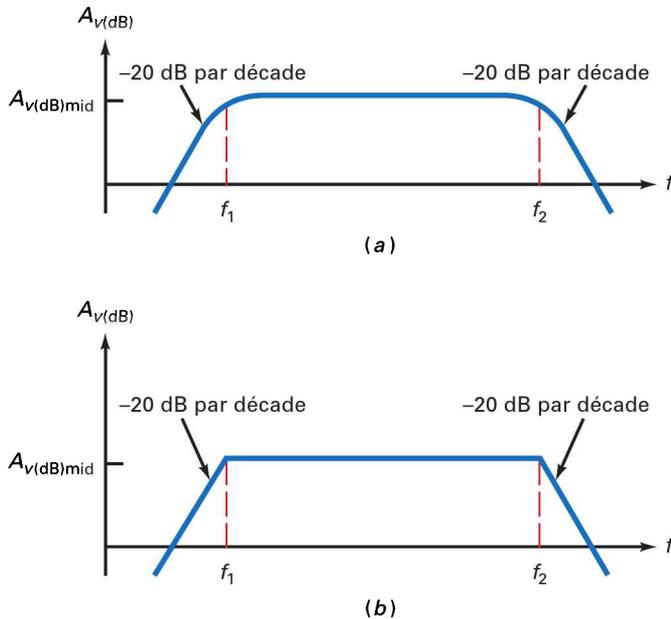


Figure 14.11
(a) Diagramme de Bode ;
(b) diagramme de Bode asymptotique.

On remarque que le gain en tension est maximal dans la bande médiane. À chaque fréquence de coupure, le gain en dB est légèrement au-dessous du maximum. Au-dessous de f_1 , le gain en tension diminue de 20 dB par décade, et

au-dessus de f_2 il présente la même décroissance. Ces propriétés apparaissent dans un amplificateur lorsque les fréquences de coupure inférieure et supérieure sont déterminées par un condensateur prépondérant (voir paragraphe 14.1).

Aux fréquences de coupure f_1 et f_2 , le gain en tension est égal au gain dans la bande intermédiaire multiplié par 0,707 ; en dB cela donne :

$$(A_v)_{dB} = 20 \log 0,707 = -3 \text{ dB}$$

On peut donc décrire la réponse en fréquence de la figure 14.11a de la façon suivante : dans la bande médiane, le gain en tension est maximal. Entre celle-ci et les fréquences de coupure, il diminue graduellement jusqu'à un affaiblissement de 3 dB à la fréquence de coupure. Ensuite, le gain en tension descend (diminue) à un rythme de 20 dB par décade.

14.6.5 Diagramme de Bode asymptotique

La figure 14.11b illustre la réponse en fréquence sous forme *asymptotique (idéale)*. Cette forme du diagramme de Bode est plus facile à tracer et donne approximativement les mêmes informations. Tout lecteur d'un tel diagramme sait que le gain en tension est descendu de 3 dB à la fréquence de coupure. Dès que cette correction mentale est faite, le diagramme de Bode idéal contient toutes les informations de l'original.

Ces diagrammes asymptotiques sont des simplifications pour tracer très facilement et très rapidement la réponse en fréquence d'un ampli. Ils nous permettent de nous concentrer sur les questions fondamentales plutôt que de nous perdre dans les détails des calculs précis. Par exemple, le diagramme asymptotique illustré par la figure 14.12 nous fournit un résumé visuel rapide de la réponse fréquentielle d'un ampli. Nous observons le gain maximal (40 dB) dans la bande médiane, les fréquences de coupures (1 kHz et 100 kHz), une vitesse de décroissance (20 dB par décade). Nous notons en plus le gain égal à 0 dB (gain unité) pour $f = 10 \text{ Hz}$ et $f = 10 \text{ MHz}$; de tels graphiques sont très prisés dans l'industrie.

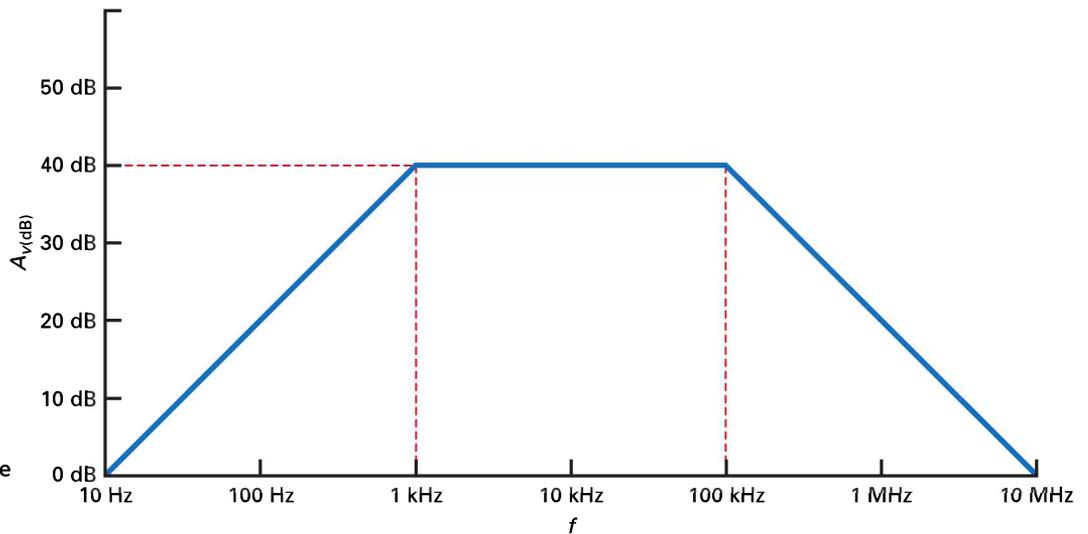


Figure 14.12
Diagramme de Bode asymptotique d'un ampli AC.

Accessoirement, certains techniciens et ingénieurs utilisent le terme *fréquence critique* au lieu de *fréquence de coupure*, car le diagramme de Bode idéal présente deux angles à ces fréquences. La dénomination *fréquence de cassure* est souvent

utilisée, c'est parce que le diagramme asymptotique présente une cassure et commence à décroître de 20 dB par décade à partir de cette fréquence.

Question 14.13

La fiche technique de l'ampli op 741C donne un gain dans la bande médiane 100 000, une fréquence de coupure 10 Hz, une décroissance de 20 dB par décade. Dessinez le diagramme de Bode asymptotique. Que vaut le gain en tension idéal à 1 MHz ?

Réponse Au paragraphe 14.1, il a été dit que les amplis op sont des amplis DC, donc ils possèdent uniquement une fréquence de coupure supérieure ; $f_2 = 10$ Hz pour le 741C. Le gain dans les fréquences intermédiaires exprimé en dB vaut :

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 100\,000 = 100 \text{ dB}$$

Le diagramme asymptotique a un gain maximal dans la bande médiane de 100 dB jusqu'à 10 Hz. Ensuite, il descend de 20 dB par décade.

La figure 14.13 représente cette courbe idéale. Après la cassure des 10 Hz, la courbe chute de 20 dB par décade jusqu'à 0 dB à 1 MHz. Le gain est unitaire (1) à cette fréquence. Les fiches techniques indiquent très souvent la **fréquence du gain unitaire** (identifiée par f_T : fréquence de transition) car elle donne la fréquence limite de l'ampli opérationnel. Le composant peut fournir du gain en tension jusqu'à la fréquence f_T , mais pas au-delà.

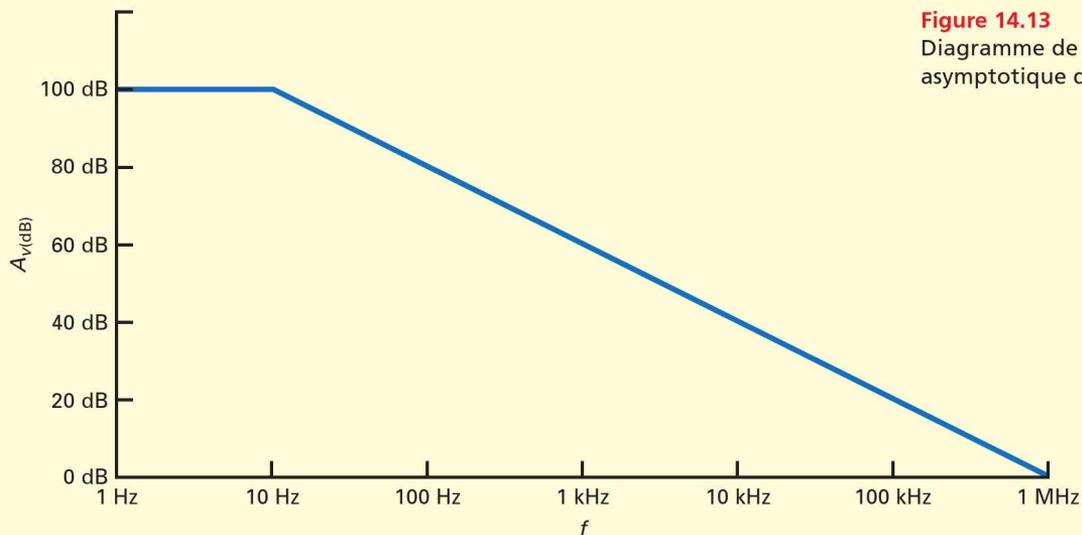


Figure 14.13
Diagramme de Bode asymptotique d'un ampli DC.

14.7 Autres diagrammes de Bode

Les diagrammes de Bode asymptotiques sont des simplifications utiles pour les premières analyses. Cependant, des réponses précises sont parfois nécessaires. Par exemple, le gain en tension d'un ampli op diminue graduellement entre le milieu de la bande passante et la fréquence de coupure ; jetons un regard plus précis sur cette évolution.

14.7.1 Entre la bande médiane et la coupure

Au paragraphe 14.1, nous avons vu l'expression du gain en tension au-dessus des fréquences intermédiaires :

$$A_v = \frac{A_{v(\text{mid})}}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \quad (14.20)$$

Elle nous permet d'évaluer la valeur du gain dans la région intermédiaire entre le milieu de la bande et la coupure. Par exemple, voici le cas où $f/f_2 = 0,1$; $0,2$; $0,3$:

$$A_v = \frac{A_{v(\text{mid})}}{\sqrt{1 + (0,1)^2}} = 0,995 A_{v(\text{mid})}$$

$$A_v = \frac{A_{v(\text{mid})}}{\sqrt{1 + (0,2)^2}} = 0,981 A_{v(\text{mid})}$$

$$A_v = \frac{A_{v(\text{mid})}}{\sqrt{1 + (0,3)^2}} = 0,958 A_{v(\text{mid})}$$

En continuant comme cela, nous obtenons les valeurs suivantes données dans l'encart **À retenir** 14.6.

À RETENIR 14.6 – Entre bande et coupure

f/f_2	$A_v/A_{v(\text{mid})}$	$(A_v/A_{v(\text{mid})})_{\text{dB}}$
0,1	0,995	-0,04
0,2	0,981	-0,17
0,3	0,958	-0,37
0,4	0,928	-0,65
0,5	0,894	-0,97
0,6	0,857	-1,3
0,7	0,819	-1,7
0,8	0,781	-2,2
0,9	0,743	-2,6
1	0,707	-3

Celui-ci comprend aussi les valeurs en décibels de $A_v/A_{v(\text{mid})}$, elles sont évaluées de la manière suivante :

$$(A_v/A_{v(\text{mid})})_{\text{dB}} = 20 \log 0,995 = -0,04 \text{ dB}$$

$$(A_v/A_{v(\text{mid})})_{\text{dB}} = 20 \log 0,981 = -0,17 \text{ dB}$$

$$(A_v/A_{v(\text{mid})})_{\text{dB}} = 20 \log 0,958 = -0,37 \text{ dB}$$

Vous aurez rarement besoin de ces valeurs ; occasionnellement, pour une détermination précise de la valeur du gain en tension dans cette région de fréquence, vous devrez utiliser ce tableau.

14.7.2 Circuit de retard

La plupart des amplis op comprennent un circuit RC de retard (passe-bas) qui diminue le gain de 20 dB par décade. Son rôle est d'éliminer les *oscillations*, signaux indésirables pouvant apparaître sous certaines conditions. Les chapitres suivants développeront la notion d'oscillation et la façon dont le circuit de retard interne empêche leur apparition.

La figure 14.14 représente un circuit avec un condensateur de découplage. R représente la résistance de Thévenin vue par le condensateur. Le circuit est souvent appelé un **circuit de retard**, car aux fréquences les plus hautes, la tension de sortie retarde sur la tension d'entrée. Présenté d'une autre manière : si la tension d'entrée a une phase 0° , la tension de sortie présente une phase comprise entre 0 et -90° .

Aux basses fréquences, la réactance de la capacité tend vers l'infini et la tension de sortie est égale à la tension d'entrée. Quand la fréquence monte, la réactance de la capacité diminue ainsi que la tension de sortie. Un rappel du cours d'électricité nous indique l'expression de la tension de sortie de ce montage :

$$V_{\text{out}} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} V_{\text{in}}$$

En faisant apparaître le gain en tension, nous obtenons (figure 14.14) :

$$A_v = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \quad (14.21)$$

Le circuit ne contenant que des éléments passifs, son gain en tension est toujours inférieur à 1.

Sa fréquence de coupure est celle qui donne un gain 0,707, soit :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (14.22)$$

À cette fréquence, $X_C = R$ et le gain en tension vaut 0,707.

14.7.3 Diagramme de Bode du gain en tension

En faisant $X_C = 1/2\pi f C$ dans la relation (14.21) et en simplifiant, nous démontrons l'expression :

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \quad (14.23)$$

Cette relation est semblable à la relation (14.20) où $A_{v(\text{mid})}$ vaut 1. Par exemple, pour $f/f_2 = 0,1 ; 0,2 ; 0,3$:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,1)^2}} = 0,995$$

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,2)^2}} = 0,981$$

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (0,3)^2}} = 0,958$$

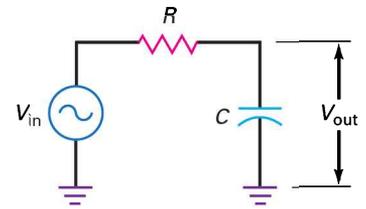


Figure 14.14
Circuit RC de découplage.

En continuant et en convertissant en décibels, nous obtenons les valeurs de l'encart *À retenir* 14.7.

À RETENIR 14.7 – Réponse d'un circuit retardateur

f/f_2	A	$A_{v(\text{dB})}$
0,1	0,995	- 0,04
1	0,707	- 3
10	0,1	- 20
100	0,01	- 40
1000	0,001	- 60

La figure 14.15 représente le diagramme de Bode idéal d'un circuit retardateur. Dans les fréquences intermédiaires, le gain en dB vaut zéro ; après la cassure à f_2 , il descend de 20 dB par décade.

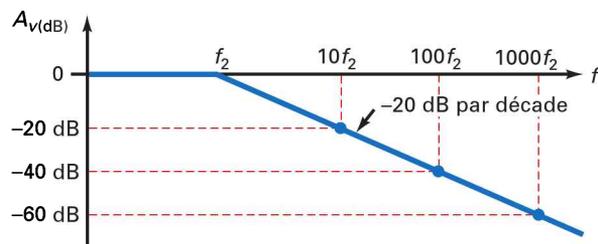


Figure 14.15
Diagramme de Bode asymptotique du circuit retardateur.

14.7.4 Chute du gain en tension

Au-dessus de la fréquence de coupure, le gain en tension d'un circuit retardateur diminue de 20 dB par décade. C'est équivalent à une diminution de 6 dB par octave comme nous le prouvons facilement. Quand $f/f_2 = 10, 20$ et 40 , le gain en tension vaut :

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (10)^2}} = 0,1$$

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (20)^2}} = 0,05$$

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (40)^2}} = 0,025$$

Les valeurs correspondantes en décibels sont :

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 0,1 = -20 \text{ dB}$$

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 0,05 = -26 \text{ dB}$$

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log 0,025 = -32 \text{ dB}$$

Il est possible de décrire la chute de la réponse en fréquence d'un circuit retardateur de deux manières différentes : soit en disant que le gain en dB diminue de 20 dB par décade, soit en disant qu'il diminue de 6 dB par octave.

14.7.5 Déphasage

La charge et la décharge d'un condensateur produisent un retard du signal de sortie d'un circuit RC de découplage ; la tension de sortie retarde par rapport à la tension d'entrée d'un déphasage ϕ . La figure 14.16 représente l'évolution de cet angle de phase avec la fréquence. À zéro hertz (0 Hz), le déphasage est 0° ; lorsque la fréquence augmente, le déphasage évolue graduellement de 0 à -90° , et aux hautes fréquences il vaut -90° .

Quand c'est nécessaire, nous pouvons calculer le déphasage avec la relation classique :

$$\phi = -\arctan \frac{R}{X_C} \quad (14.24)$$

En remplaçant X_C par $1/2\pi fC$ dans la relation (14.24), nous obtenons :

$$\phi = -\arctan \frac{f}{f_2} \quad (14.25)$$

Avec une calculatrice possédant la fonction tangente et la touche fonction inverse, il est facile de déterminer le déphasage pour une valeur quelconque de f/f_2 . L'encart *À retenir* 14.8 fournit quelques valeurs de ϕ ; par exemple, pour $f/f_2 = 0,1$; 1 ; 10, le déphasage vaut :

$$\phi = -\arctan 0,1 = -5,71^\circ$$

$$\phi = -\arctan 1 = -45^\circ$$

$$\phi = -\arctan 10 = -84,3^\circ$$

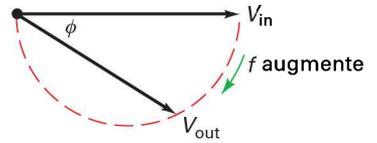


Figure 14.16
Diagramme de phase
d'un circuit retardateur.

À RETENIR 14.8 – Déphasage d'un circuit retardateur

f/f_2	ϕ
0,1	$-5,71^\circ$
1	-45°
10	$-84,3^\circ$
100	$-89,4^\circ$
1000	$-89,9^\circ$

14.7.6 Diagramme de Bode du déphasage

La figure 14.17 représente la variation du déphasage d'un circuit retardateur en fonction de la fréquence. Aux très basses fréquences, le déphasage est nul ; à $f = 0,1 f_2$, il vaut approximativement -6° ; quand $f = f_2$, il est à -45° , et pour $f = 10 f_2$, il atteint -84° . Un accroissement supplémentaire de la fréquence entraîne une petite variation car la valeur limite est -90° . En conclusion, le déphasage d'un circuit retardateur est compris entre 0 et -90° .

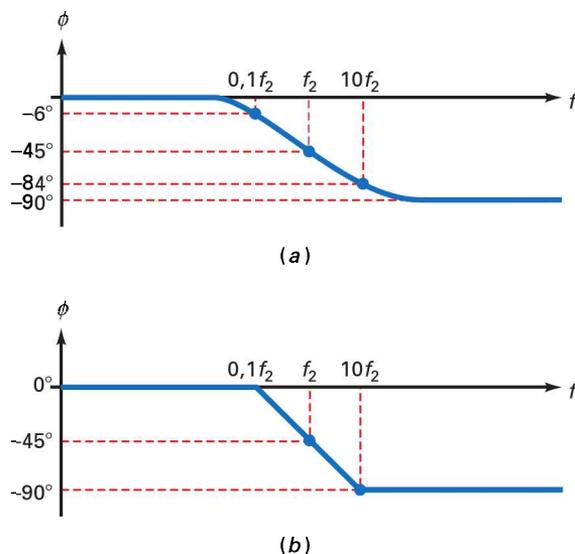


Figure 14.17
Diagramme de Bode
du déphasage.

Le graphique de la figure 14.17a est le diagramme de Bode du déphasage. Sachant qu'il vaut -6° à $0,1 f_2$ et 84° à $10 f_2$, il est très proche de ses valeurs limites ; le diagramme de Bode asymptotique de la figure 14.17b est plus pratique pour une première approche. C'est celui qu'il faut retenir car il met bien en évidence les remarques suivantes :

- 1) Quand $f = 0,1 f_2$, le déphasage est à peu près nul.
- 2) Quand $f = f_2$, le déphasage est -45° .
- 3) Quand $f = 10 f_2$, le déphasage est approximativement -90° .

Une autre façon de résumer le diagramme de Bode du déphasage est celle-ci : à la fréquence de coupure, le déphasage vaut -45° , une décade au-dessous de la coupure il est nul, une décade au-dessus il vaut -90° .

Multisim

Question 14.14

Dessinez le diagramme de Bode pour le circuit retardateur de la figure 14.18a.

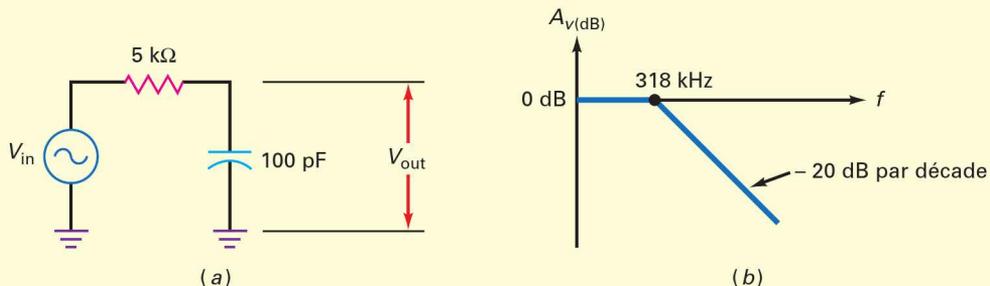


Figure 14.18

Un circuit retardateur et son diagramme de Bode.

Réponse Avec la relation (14.22), nous évaluons la fréquence de coupure :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(5 \text{ k}\Omega)(100 \text{ pF})} = 318 \text{ kHz}$$

La figure 14.18*b* représente la courbe asymptotique. Le gain en tension est 0 dB aux basses fréquences, il casse à 318 kHz et ensuite il descend de 20 dB par décade.

14.14 Avez-vous compris ? Sur la figure 14.18, changer la résistance R à 10 k Ω et calculer la fréquence de coupure.

Question 14.15

D'après la figure 14.19*a*, l'étage ampli continu a un gain en tension aux fréquences intermédiaires 100. Si la résistance de Thévenin vue par le condensateur est 2 k Ω , quel est le diagramme de Bode asymptotique ? Vous négligerez toutes les capacités internes de l'étage amplificateur.

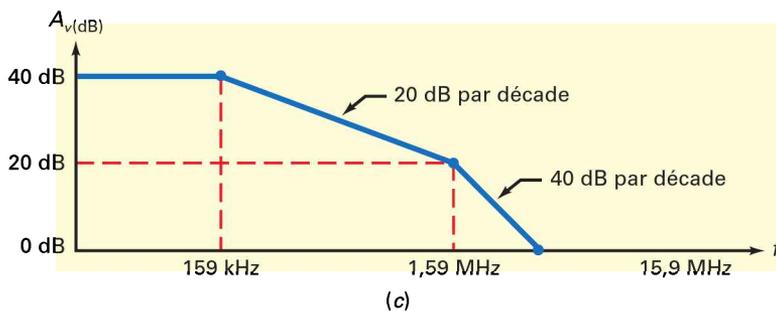
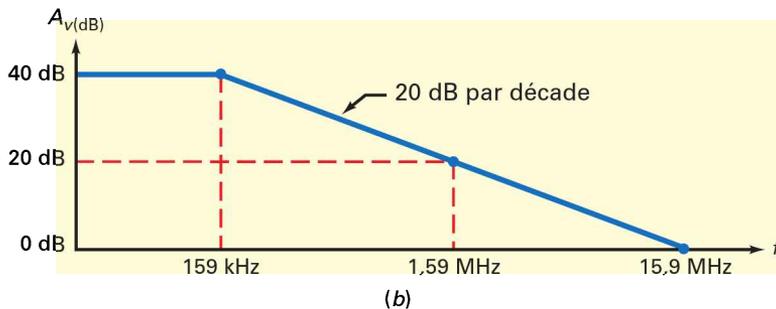
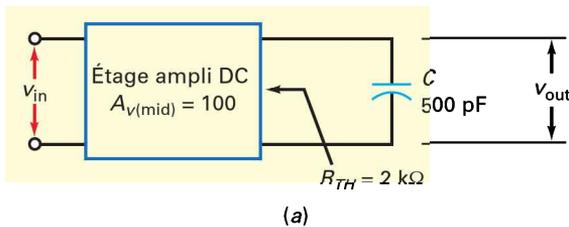


Figure 14.19
(a) Ampli DC et condensateur de découplage ;
(b) diagramme de Bode asymptotique ;
(c) diagramme de Bode avec seconde fréquence de coupure.

Réponse La résistance de Thévenin et le condensateur de découplage forment un circuit retardateur ayant une fréquence de coupure :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(2 \text{ k}\Omega)(500 \text{ pF})} = 159 \text{ kHz}$$

Le gain en tension de l'ampli aux fréquences intermédiaires est 100, ce qui est équivalent à 40 dB.

La figure 14.19b représente le diagramme de Bode asymptotique. Le gain en tension en dB varie de 40 dB à la fréquence de coupure de 159 kHz jusqu'à 0 dB à la fréquence de gain unitaire $f_T = 15,9$ MHz avec une diminution de 20 dB par décade.

14.15 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 14.15 en utilisant une résistance de Thévenin de 1 k Ω .

Question 14.16

Supposons que l'étage amplificateur de la figure 14.19a possède un circuit retardateur interne ayant une fréquence de coupure 1,59 MHz. Quel effet a-t-il sur le diagramme de Bode asymptotique ?

Réponse La figure 14.19c montre la réponse fréquentielle. Elle casse à 159 kHz, la fréquence de coupure produite par le condensateur extérieur 500 pF. Le gain en tension descend de 20 dB par décade jusqu'à la fréquence 1,59 MHz. À cet endroit, la réponse présente une autre cassure provoquée par la fréquence de coupure du circuit interne. Ensuite, le gain diminue à une vitesse de 40 dB par décade.

14.8 L'effet Miller

La figure 14.20a représente un **ampli inverseur** ayant un gain en tension A_V . Rappel : un amplificateur inverseur donne une tension de sortie déphasée de 180° par rapport à la tension d'entrée.

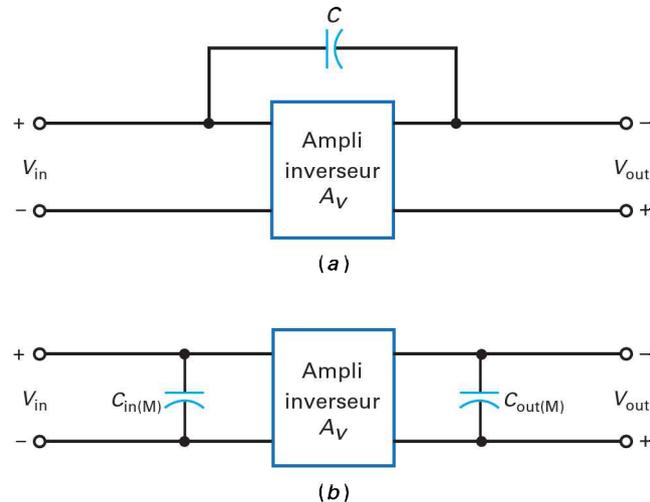


Figure 14.20
(a) Ampli inverseur ;
(b) l'effet Miller donne une forte capacité d'entrée.

14.8.1 Condensateur de réaction

Sur la figure 14.20a, le condensateur entre l'entrée et la sortie est appelé **condensateur de réaction** car il ramène à l'entrée le signal amplifié de la sortie. Un tel montage est difficile à analyser ; en effet, le condensateur de réaction intervient simultanément à l'entrée et à la sortie.

14.8.2 Transformation du condensateur de réaction

Heureusement, il y a une simplification appelée *théorème de Miller* qui transforme la capacité du condensateur de réaction en deux capacités distinctes (figure 14.20b). Ce circuit équivalent est plus facile, la division donne deux nouvelles capacités : C_{in} et C_{out} . Il est possible de démontrer les relations suivantes :

$$C_{in} = C(A_v + 1) \quad (14.26)$$

$$C_{out} = C \frac{A_v + 1}{A_v} \quad (14.27)$$

Le théorème de Miller a décomposé la capacité de réaction en deux capacités équivalentes ; l'une à l'entrée et l'autre à la sortie. Cela donne deux problèmes simples au lieu d'un seul compliqué. Les relations (14.26) et (14.27) sont utilisables avec un ampli EC, un ampli stabilisé ou un ampli op inverseur. Dans ces relations, A_v est le gain aux fréquences intermédiaires.

Généralement, A_v est beaucoup plus grand que 1 et la capacité C_{out} est approximativement égale à la capacité de réaction. Le fait saillant du théorème de Miller concerne la capacité équivalente à l'entrée C_{in} . La capacité de réaction est amplifiée pour donner une nouvelle capacité $A_v + 1$ fois plus grande. Ce phénomène, connu sous le nom d'**effet Miller**, a des applications utiles car il crée des condensateurs virtuels ou artificiels beaucoup plus importants que le condensateur de réaction.

14.8.3 Compensation de l'ampli op

Comme nous l'avons vu au paragraphe 14.7, la plupart des amplis opérationnels sont *compensés en interne*, ils possèdent un condensateur de découplage prépondérant qui affaiblit le gain de 20 dB par décade. L'effet Miller est utilisé pour créer ce condensateur.

Voici le principe de base : l'un des étages amplificateurs de l'ampli op possède un condensateur de réaction (figure 14.21a). Grâce au théorème de Miller, nous pouvons le transformer en deux capacités équivalentes représentées sur la figure 14.21b.

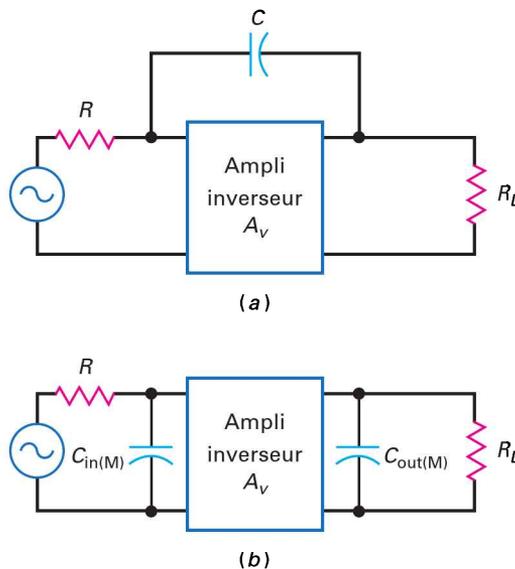


Figure 14.21
L'effet Miller crée un circuit de retard à l'entrée.

Maintenant, il existe deux circuits de retard, l'un à l'entrée et l'autre à la sortie. Selon l'effet Miller, la capacité d'entrée est beaucoup plus importante que celle de la sortie. Par conséquent, le circuit de retard de l'entrée est prédominant, il détermine la fréquence de coupure de l'étage. Habituellement, la capacité de sortie n'a pas d'influence avant des fréquences d'entrée supérieures de plusieurs décades.

Dans l'ampli op classique, le circuit de retard de l'entrée de la figure 14.21*b* impose la fréquence de coupure. Le gain décroît à partir d'elle à raison de 20 dB par décade jusqu'à ce que la fréquence d'entrée atteigne la valeur de la fréquence du gain unitaire.

Question 14.17

L'amplificateur de la figure 14.22*a* possède un gain en tension 100 000. Dessinez le diagramme de Bode asymptotique.

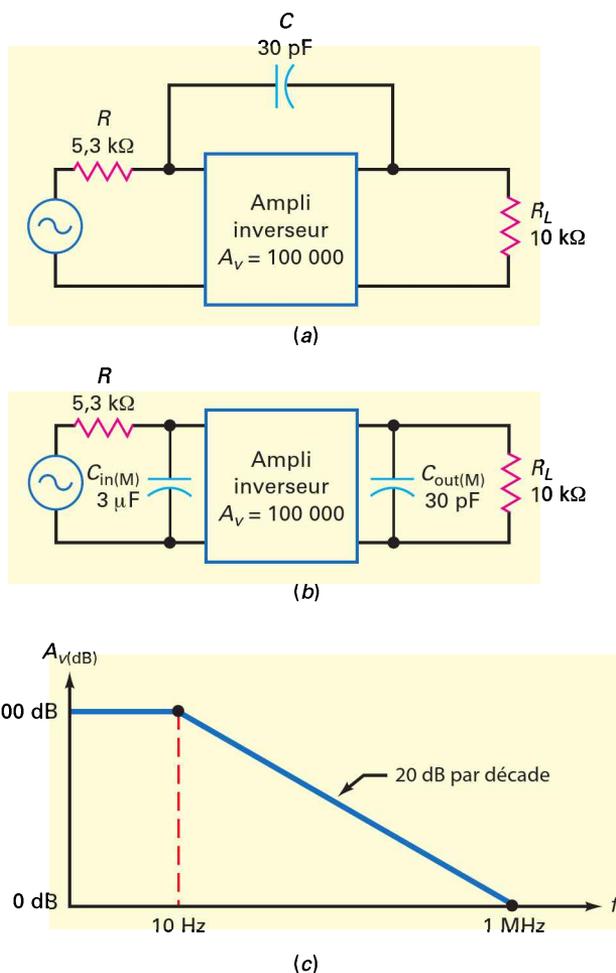


Figure 14.22
Ampli avec condensateur de réaction et son diagramme de Bode.

Réponse Commencez par convertir le condensateur de réaction en ses deux composants de Miller. Puisque le gain en tension est très supérieur à 1 :

$$C_{in} = 100\,000(30\text{ pF}) = 3\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_{out} = 30\text{ pF}$$

La figure 14.22*b* représente les capacités Miller d'entrée et de sortie. Le circuit de retard de l'entrée est celui qui détermine la fréquence de coupure, elle est :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(5,3 \text{ k}\Omega)(3 \text{ }\mu\text{F})} = 10 \text{ Hz}$$

Or un gain en tension 100 000 est équivalent à 100 dB, nous pouvons dessiner le diagramme de Bode de la figure 14.22*c*.

14.17 Avez-vous compris ? Sur la figure 14.22*a*, calculer les composantes de Miller C_{in} et C_{out} du condensateur pour un gain en tension $A_v = 10000$.

14.9 Relation entre temps de montée et bande passante

Faire un essai sinusoïdal d'un amplificateur signifie que nous appliquons une tension sinusoïdale à l'entrée et que nous mesurons la tension sinusoïdale de sortie. Pour trouver la fréquence de coupure supérieure, il faut faire varier la fréquence de la tension d'entrée jusqu'à obtenir une chute de 3 dB par rapport au gain du milieu de bande. Le test sinusoïdal est une méthode, mais il existe une autre façon de procéder pour tester un amplificateur en utilisant un signal rectangulaire au lieu du signal sinusoïdal.

14.9.1 Temps de montée

Le condensateur de la figure 14.23*a* est initialement déchargé. Si nous fermons l'interrupteur, la tension sur le condensateur augmente exponentiellement pour

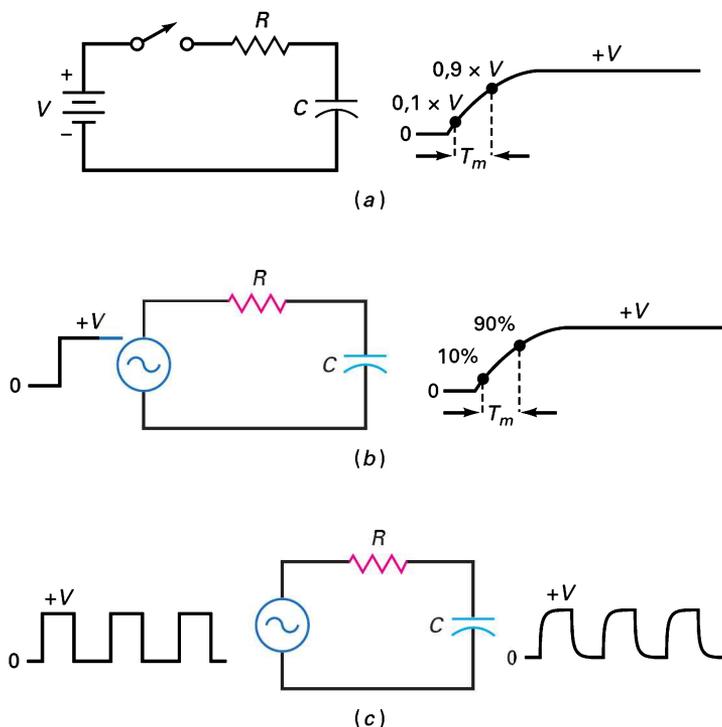


Figure 14.23
 (a) Temps de montée ;
 (b) échelon de tension donnant une sortie exponentielle ;
 (c) essai en signal rectangulaire.

atteindre la tension V de l'alimentation. Le **temps de montée** T_m est le temps mis par la tension pour passer de $0,1 \times V$ (le point à 10 %) à $0,9 \times V$ (le point à 90 %). Si le temps mis par l'exponentielle pour aller du point à 10 % au point à 90 % est $10 \mu\text{s}$, le signal a un temps de montée :

$$T_m = 10 \mu\text{s}$$

Pour appliquer un brusque échelon de tension, nous pouvons remplacer l'interrupteur par un générateur de tension rectangulaire. La figure 14.23*b* illustre le front montant d'un signal rectangulaire appliqué sur le même circuit RC que précédemment. Le temps de montée est encore la durée pour que la tension passe de 10 % à 90 % de la valeur maximale.

La figure 14.23*c* montre l'allure sur plusieurs cycles. Bien que la tension d'entrée passe instantanément d'un niveau à l'autre, la tension de sortie met plus de temps pour effectuer ces transitions à cause de la présence du condensateur. Elle ne peut pas passer brusquement d'un niveau à l'autre car le condensateur doit se charger et se décharger à travers la résistance.

14.9.2 Relation entre T_m et RC

L'analyse de la charge exponentielle d'un condensateur permet de trouver l'expression du temps de montée :

$$T_m = 2,2RC \quad (14.28)$$

Le temps de montée est légèrement supérieur à deux fois la constante de temps. Pour $R = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 50 \text{ pF}$, alors :

$$RC = (10 \text{ k}\Omega)(50 \text{ pF}) = 0,5 \mu\text{s}$$

Le temps de montée du signal de sortie vaut :

$$T_m = 2,2RC = 2,2(0,5 \mu\text{s}) = 1,1 \mu\text{s}$$

Les fiches techniques indiquent souvent des temps de montée car il est utile de connaître la réponse à un échelon de tension dans l'étude des circuits de commutation.

14.9.3 Une relation importante

Nous avons déjà vu précédemment qu'un ampli continu classique possède un circuit de retard prépondérant qui fait décroître le gain en tension de 20 dB par décade jusqu'à ce que la fréquence f_T soit atteinte. La fréquence de coupure de circuit est :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$$

En extrayant RC , nous obtenons :

$$RC = \frac{1}{2\pi f_2}$$

En remplaçant RC dans la relation (14.28), après simplification, nous obtenons la relation très utilisée :

$$f_2 = \frac{0,35}{T_m} \quad (14.29)$$

C'est un résultat important car il associe le temps de montée à la fréquence de coupure. Nous pouvons donc faire le test d'un ampli en signal rectangulaire pour déterminer sa fréquence de coupure. Cette mesure étant beaucoup plus rapide que le test en signal sinusoïdal, beaucoup d'ingénieurs et de techniciens utilisent la relation (14.29) pour trouver la fréquence de coupure supérieure d'un amplificateur.

Cette relation (14.29) porte le nom de *relation temps de montée – bande passante*. Pour l'ampli continu, le terme *bande passante* porte sur toutes les fréquences comprises entre 0 Hz et la fréquence de coupure. Souvent, la bande passante est utilisée à la place de *fréquence de coupure*. Si la fiche technique d'un ampli DC indique une bande passante de 100 kHz, la fréquence de coupure supérieure vaut 100 kHz.

Question 14.18

Quelle est la fréquence de coupure supérieure du circuit de la figure 14.24a ?

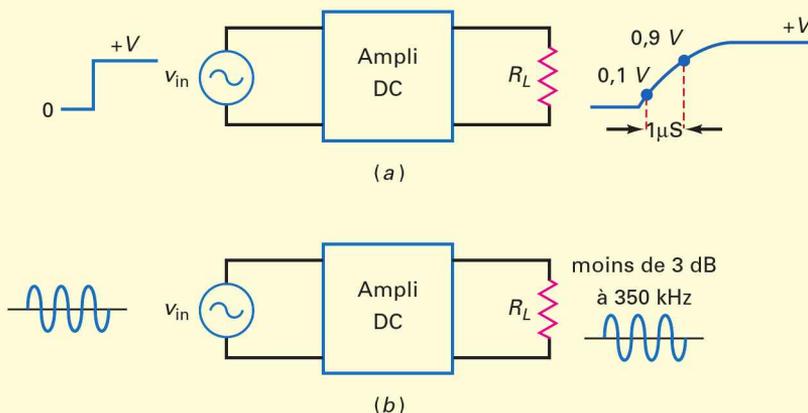


Figure 14.24
Rapport entre temps de montée et fréquence de coupure.

Réponse Sur la figure 14.24a, le temps de montée indiqué est égal à 1 μ s. Avec la relation (14.29) :

$$f_2 = \frac{0,35}{1 \mu\text{s}} = 350 \text{ kHz}$$

Donc le circuit de la figure 14.24a présente une fréquence de coupure supérieure 350 kHz, autrement dit une bande passante de 350 kHz.

La figure 14.24b illustre la signification d'une étude sinusoïdale. En changeant la tension d'entrée carrée en tension sinusoïdale, nous obtenons une sortie sinusoïdale. En augmentant la fréquence d'entrée, nous allons finalement trouver la fréquence de coupure à 350 kHz. Le résultat des mesures sinusoïdales est le même que celui fourni par la mesure en signal rectangulaire, sauf qu'il est plus long à obtenir.

14.18 Avez-vous compris ? Sur un circuit RC qui dispose de $R = 2 \text{ k}\Omega$ et $C = 100 \text{ pF}$, calculer le temps de montée du signal de sortie et la fréquence de coupure supérieure du circuit.

14.10 Réponse en fréquence des étages à transistors bipolaires

Une grande variété d'amplis opérationnels est maintenant disponible dans le commerce avec des fréquences de gain unitaire allant de 1 MHz à 200 MHz. De ce fait, la plupart des amplificateurs sont bâtis à partir des amplis op et l'étude des amplificateurs à étages discrets est moins importante qu'elle ne l'a été. Le paragraphe suivant considère brièvement les fréquences de coupure d'un étage EC polarisé par diviseur de tension.

Nous verrons les effets de chaque composant sur la réponse en fréquence du circuit en commençant par la fréquence de coupure inférieure.

14.10.1 Condensateur de liaison d'entrée

Lorsque le signal AC d'entrée est appliqué à un étage amplificateur, le schéma équivalent ressemble à celui illustré par la figure 14.25a. La résistance du générateur et la résistance d'entrée de l'étage sont reliées au condensateur de liaison. La fréquence de coupure de ce circuit vaut :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (14.30)$$

où R est la somme des résistances R_G et R_{in} . La figure 14.25b représente la réponse en fréquence.

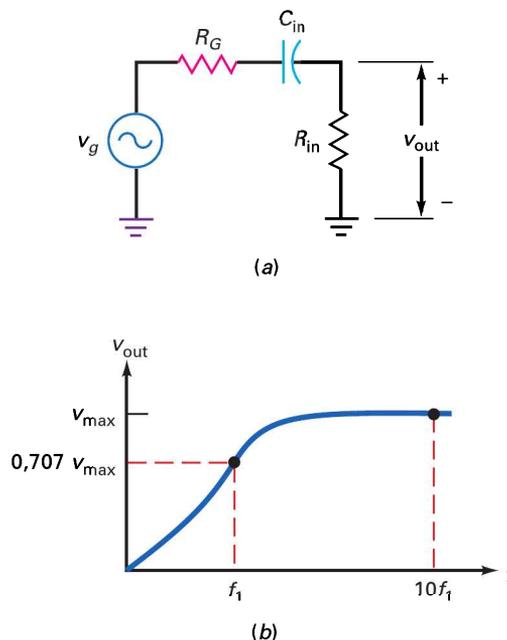


Figure 14.25
Circuit de liaison et sa réponse en fréquence.

14.10.2 Condensateur de liaison de sortie

La figure 14.26a représente le côté sortie d'un étage à transistor bipolaire. L'application du théorème de Thévenin donne le circuit équivalent représenté sur la figure 14.26b. La fréquence de coupure se calcule à partir de la relation (14.30) où R est la somme des résistances R_C et R_L .

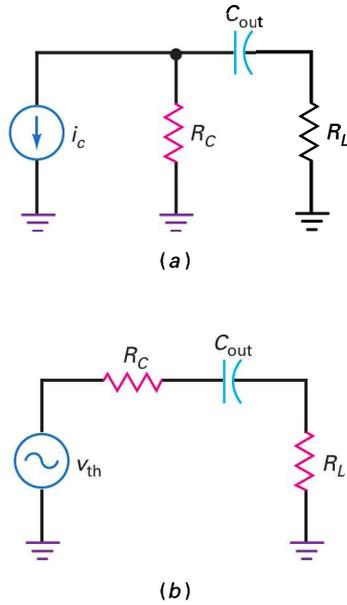


Figure 14.26 Condensateur de liaison à la sortie.

14.10.3 Condensateur de découplage d'émetteur

La figure 14.27a montre un amplificateur émetteur commun. La figure 14.27b illustre l'effet du condensateur de découplage d'émetteur sur la tension de sortie. Celui-ci voit le circuit de Thévenin de la figure 14.27c et la fréquence de coupure vaut :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi z_{out} C_E} \quad (14.31)$$

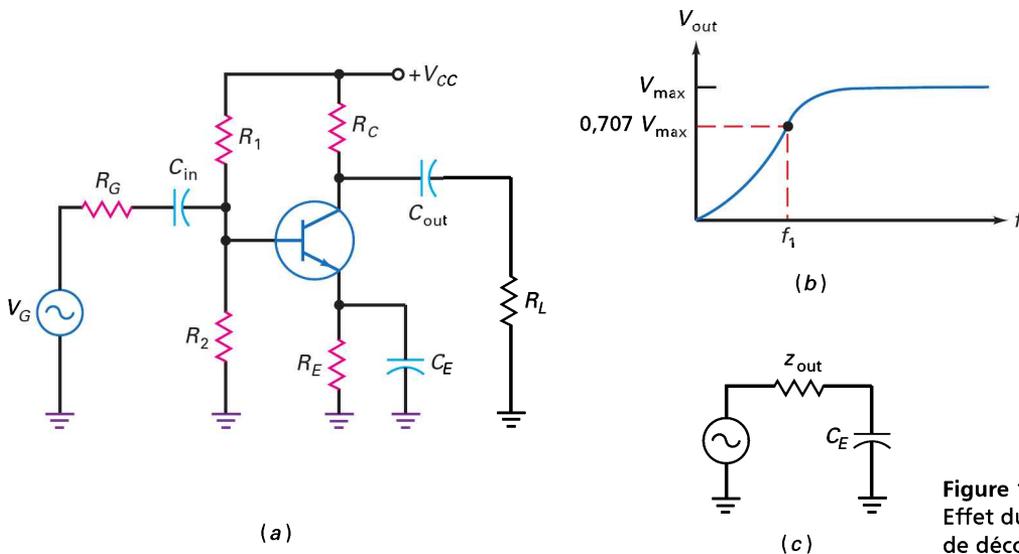


Figure 14.27 Effet du condensateur de découplage d'émetteur.

L'impédance de sortie z_{out} peut être trouvée en regardant le circuit depuis C_E d'où :

$$z_{out} = R_E \parallel \left(r'_e + \frac{R_G \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta} \right)$$

La liaison d'entrée, la liaison de sortie, le découplage d'émetteur ont tous leur propre fréquence de coupure ; généralement l'une d'entre elles est prédominante. Lorsque la fréquence diminue, le gain commence à décroître de 20 dB par décade jusqu'à la fréquence de coupure suivante à partir de laquelle la diminution atteint 40 dB par décade jusqu'à la troisième cassure et une chute de 60 dB par décade.

Question 14.19

À partir des valeurs des composants du circuit de la figure 14.28a, calculer la fréquence de coupure inférieure de chaque condensateur de liaison et de découplage. Comparer ensuite les résultats obtenus avec les mesures effectuées par le traceur de diagramme de Bode. Utiliser 150 pour les valeurs de β AC et DC.

Réponse Analysons séparément chaque condensateur de liaison et chaque condensateur de découplage de la figure 14.28a. Lorsqu'on analyse un condensateur, on traite les deux autres condensateurs comme des courts-circuits du point de vue AC.

Des calculs antérieurs sur ce circuit ont fait apparaître que $r_e' = 22,7 \Omega$. La résistance de Thévenin vue par le condensateur de liaison d'entrée est égale à :

$$R = R_G + R_1 \parallel R_2 \parallel R_{in(\text{base})}$$

où

$$R_{in(\text{base})} = (\beta)(r_e') = (150)(22,7 \Omega) = 3,41 \text{ k}\Omega$$

Donc

$$\begin{aligned} R &= 600 \Omega + (10 \Omega \parallel 2,2 \Omega \parallel 3,41 \text{ k}\Omega) \\ &= 600 \Omega + 1,18 \text{ k}\Omega = 1,78 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

En utilisant la relation (14.30), le circuit de liaison d'entrée présente une fréquence de coupure de

$$f_i = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{(2\pi)(1,78 \text{ k}\Omega)(0,47 \mu\text{F})} = 190 \text{ Hz}$$

La résistance de Thévenin vue par le condensateur de liaison en sortie est égale à :

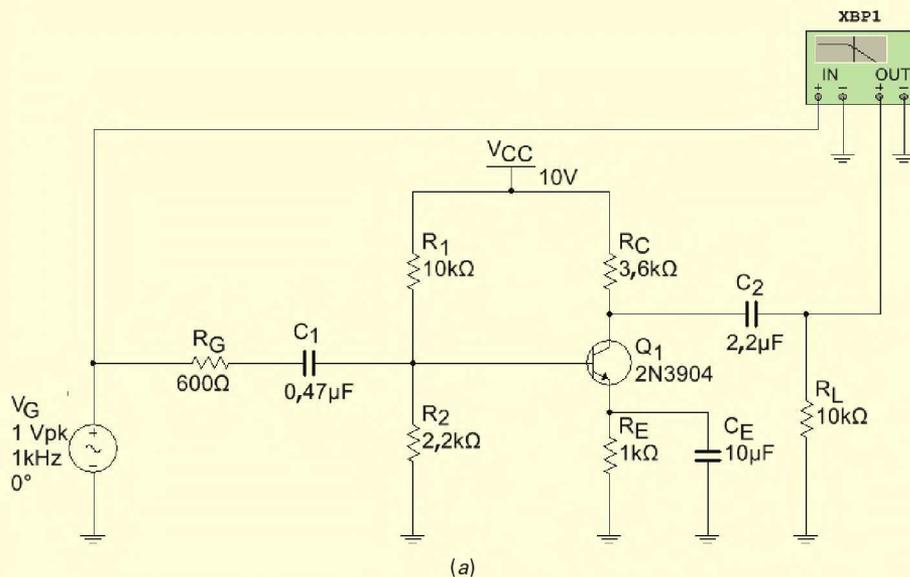
$$R = R_C + R_L = 3,6 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega = 13,6 \text{ k}\Omega$$

Le circuit de liaison de sortie présente une fréquence de coupure de :

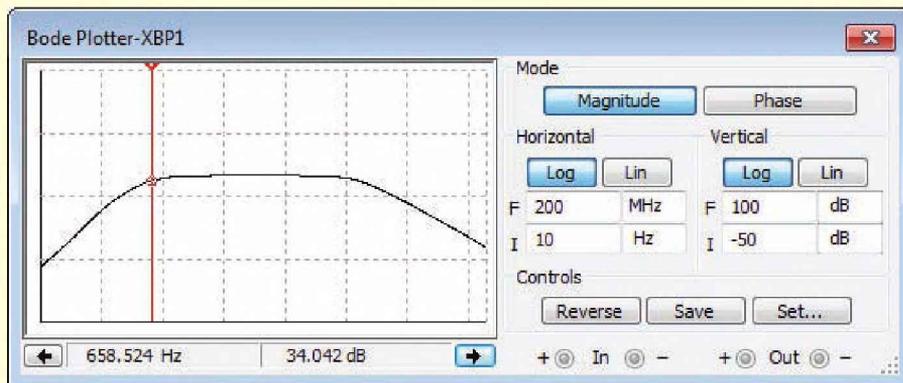
$$f_i = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{(2\pi)(13,6 \text{ k}\Omega)(2,2 \mu\text{F})} = 5,32 \text{ Hz}$$

La résistance de Thévenin vue par le condensateur de découplage de l'émetteur est égale à :

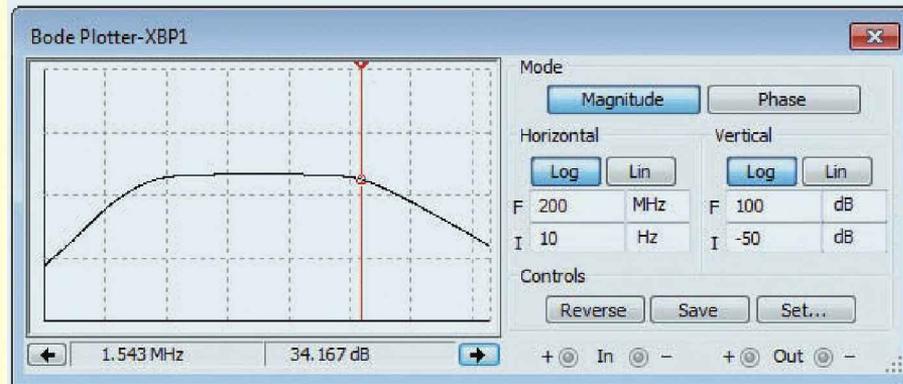
$$\begin{aligned} Z_{out} &= 1 \text{ k}\Omega \parallel 22,7 \text{ k}\Omega + \frac{10 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 600 \text{ k}\Omega}{150} \\ &= 1 \text{ k}\Omega \parallel (22,7 \text{ k}\Omega + 3,0 \text{ k}\Omega) \\ &= 1 \text{ k}\Omega \parallel 22,7 \text{ k}\Omega = 25,1 \Omega \end{aligned}$$



(a)



(b)



(c)

Figure 14.28
 (a) Amplificateur à transistor bipolaire ;
 (b) Réponse basse fréquence ;
 (c) Réponse haute fréquence.

La fréquence de coupure du circuit de découplage est égale à :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi Z_{\text{out}} C_E} = \frac{1}{(2\pi)(25,1 \text{ k}\Omega)(10 \text{ }\mu\text{F})} = 635 \text{ Hz}$$

En conclusion, les résultats font apparaître les fréquences de coupure suivantes :

- $f_1 = 190 \text{ Hz}$ pour le condensateur de liaison d'entrée ;
- $f_1 = 5,32 \text{ Hz}$ pour le condensateur de liaison de sortie ;
- $f_1 = 635 \text{ Hz}$ pour le condensateur de découplage de l'émetteur.

Comme ces résultats le montrent, c'est le découplage de l'émetteur qui impose la valeur de la fréquence de coupure inférieure du circuit.

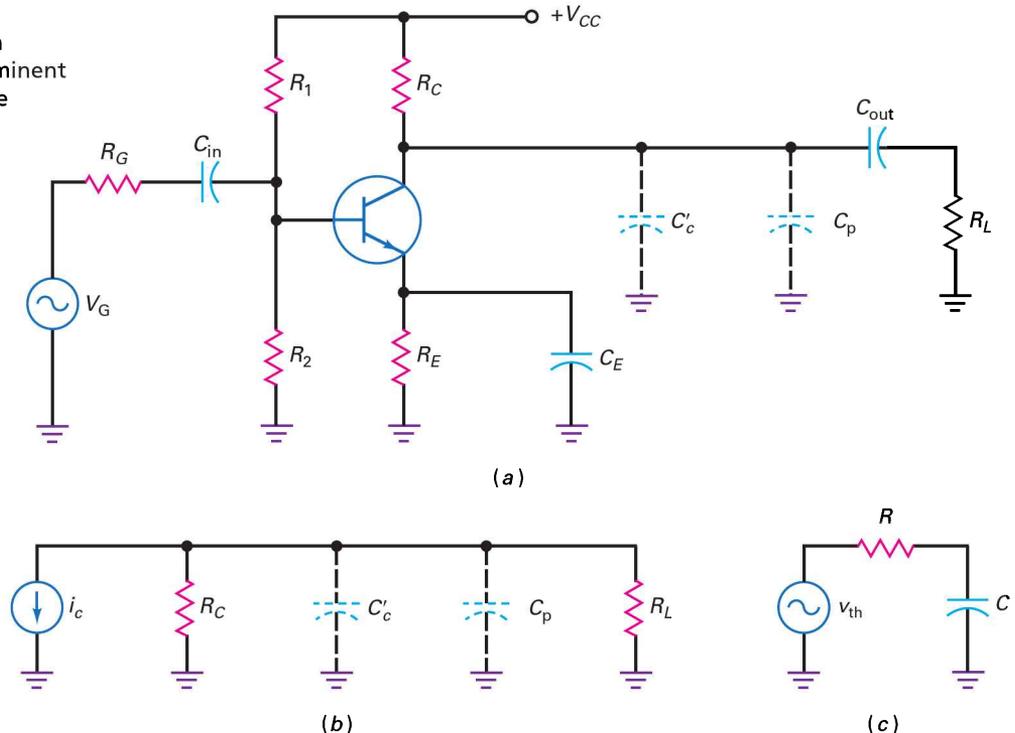
Le point de mesure à 3 dB du diagramme de Bode de la figure 14.28b fait apparaître un gain en tension $A_v = 37,1 \text{ dB}$ et une fréquence de coupure inférieure de l'ordre de 659 Hz. Ce qui est assez proche de la fréquence calculée.

14.19 Avez-vous compris ? Sur la figure 14.28a, porter la valeur du condensateur d'entrée à 10 μF et du condensateur de découplage de l'émetteur à 100 μF . Calculer alors les nouvelles valeurs des fréquences de coupure.

14.10.4 Circuit RC du collecteur

La réponse d'un amplificateur aux fréquences élevées implique une somme de détails significatifs et exige des valeurs précises pour obtenir de bons résultats. Nous verrons certains détails dans notre analyse, mais de meilleurs résultats pourraient être obtenus avec un simulateur logiciel.

Figure 14.29
La capacité interne et la capacité parasite déterminent la fréquence de coupure haute.



La figure 14.29a représente un étage émetteur commun avec la capacité parasite du câblage C_p ; juste à sa gauche il y a la capacité C'_c : capacité interne entre la base et le collecteur donnée dans la fiche technique. C est la capacitance interne entre le collecteur et la base. Bien que ces deux capacités soient très faibles, elles ont un effet lorsque la fréquence d'entrée est suffisamment haute.

La figure 14.29b est le circuit AC équivalent, et la figure 14.29c représente le circuit équivalent de Thévenin. La fréquence de coupure de ce circuit RC de retard est :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (14.32)$$

où $R = R_c || R_L$ et $C = C'_c + C_p$. Il est important de réaliser des connexions aussi courtes que possible dans les montages hautes fréquences car les capacités parasites diminuent la bande passante en abaissant la fréquence de coupure haute.

14.10.5 Circuit RC de la base

La figure 14.30 montre deux capacités internes du transistor : C'_c et C'_e . C'_c est une capacité de réaction, elle doit être convertie en deux composantes par le théorème de Miller ; celle de l'entrée se retrouve en parallèle avec la capacité C'_e . La relation (14.32) donne la fréquence de coupure de ce circuit RC où C est la somme de la capacité C'_e avec la capacité Miller et R la résistance de Thévenin vue par la capacité C .

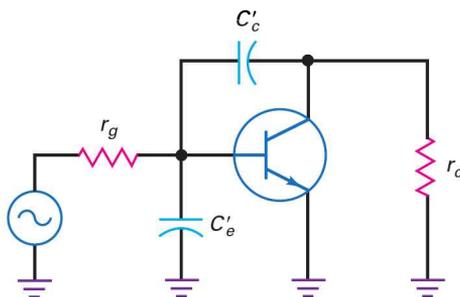


Figure 14.30
Analyse aux hautes fréquences en tenant compte des capacités internes du transistor.

La capacité collecteur et la capacité Miller de l'entrée donnent chacune une fréquence de coupure. Normalement, l'une d'elles est prédominante. Quand la fréquence augmente, le gain en tension à partir de la première fréquence de coupure décroît de 20 dB par décade, puis après la seconde fréquence de coupure il chute de 40 dB par décade.

Sur les fiches techniques, C'_c peut apparaître comme C_{bc} , C_{ob} ou C_{obo} . Sa valeur est définie pour un point de fonctionnement particulier du transistor. Par exemple, la valeur de C_{obo} est égale à 4 pF pour le transistor 2N3904 lorsque $V_{CB} = 5$ V, $I_E = 0$, à une fréquence de 1 MHz. Quant à C'_e , il apparaît souvent comme C_{be} , C_{ib} ou C_{ibo} . Par exemple, la valeur de C_{ibo} est égale à 8 pF pour le transistor 2N3904 lorsque $V_{CB} = 0,5$ V, $I_C = 0$, à une fréquence de 1 MHz. Ces valeurs sont données à la figure 14.31a.

Les valeurs de ces capacitances internes sont variables, elles dépendent des conditions de fonctionnement du transistor. La figure 14.31b montre par exemple comment C_{obo} et C_{ibo} évoluent avec la tension inverse V_{CB} . De même C_{be} dépend aussi des conditions de fonctionnement du transistor et, lorsque sa valeur n'est pas donnée sur la fiche technique du transistor, on peut la calculer de façon approximative avec :

$$C_{be} \cong \frac{1}{2\pi f_T r'_e} \quad (14.33)$$

où f_T correspond au produit gain en courant-bande passante normalement fourni sur les fiches techniques. La valeur r_g représentée à la figure 14.30 est égale à :

$$r_g = R_G \parallel R_1 \parallel R_2 \quad (14.34)$$

De même, r_c est obtenue avec :

$$r_c = R_C \parallel R_L \quad (14.35)$$

Caractéristiques en signaux faibles				
f_T	Produit gain en courant-bande passante	$I_C = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 200 \text{ V}$, $f = 100 \text{ MHz}$	300	MHz
C_{obo}	Capacitance de sortie	$V_{CB} = 5,0 \text{ V}$, $I_E = 0$, $f = 1,0 \text{ MHz}$	4,0	pF
C_{ibo}	Capacitance d'entrée	$V_{EB} = 0,5 \text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1,0 \text{ MHz}$	8,0	pF
NF	Facteur de bruit	$I_C = 100 \mu\text{A}$, $V_{CE} = 5,0 \text{ V}$, $R_S = 1,0 \text{ k}\Omega$ $f = 10 \text{ Hz}$ à $15,7 \text{ kHz}$	5,0	dB

(a)

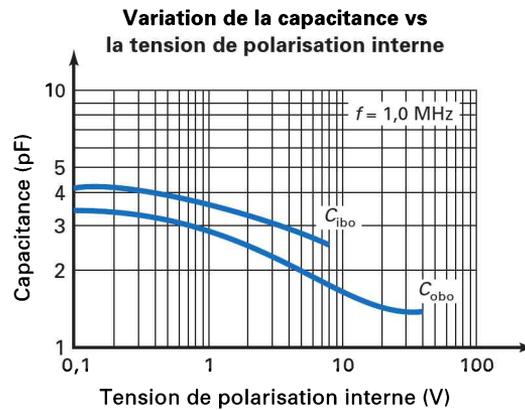


Figure 14.31
Le transistor 2N3904 :
(a) capacitances internes,
(b) variation des capacitances avec la tension inverse.

||| Multisim

Question 14.20

Avec les valeurs des éléments de la figure 14.28a, calculer la fréquence de coupure supérieure des circuits de découplage de la base et du collecteur. Utiliser 150 comme valeur pour β et 10 pF pour la capacitance parasite de sortie, C_{stray} . Comparer ensuite les résultats obtenus avec les mesures effectuées par le traceur de diagramme de Bode correspondant.

Réponse Commencer par déterminer les capacitances d'entrée et de sortie du transistor. Nous avons déterminé dans des calculs antérieurs en DC, relativement à ce circuit, que $V_B = 1,8 \text{ V}$ et $V_C = 6,04 \text{ V}$. Cela résulte d'une tension inverse collecteur-base de 4,2 V. Sur le graphe de la figure 14.31b, associé à cette valeur de tension, on trouve pour C_{obo} une capacitance de 2,1 pF. La valeur de $C'e$ est déterminée par la relation (14.33) :

$$C'_e = \frac{1}{(2\pi)(300 \text{ MHz})(22,7 \Omega)} = 23,4 \text{ pF}$$

Le gain en tension A_v de l'amplificateur est égal à :

$$A_v = \frac{r_c}{r'_e} = \frac{2,65 \text{ k}\Omega}{22,7 \Omega} = 117$$

Quant à la capacitance de Miller en entrée, elle est égale à :

$$C_{in(M)} = C'_C(A_v + 1) = 2,1 \text{ pF}(117 + 1) = 248 \text{ pF}$$

La capacitance de découplage de base est égale à :

$$C = C'_e + C_{in(M)} = 23,4 \text{ pF} + 248 \text{ pF} = 271 \text{ pF}$$

La valeur de la résistance vue par cette capacitance est égale à :

$$R = r_g \parallel R_{in(\text{base})} = 450 \Omega \parallel (150)(22,7 \Omega) = 397 \Omega$$

En utilisant la relation (14.32), on obtient la fréquence de coupure inférieure du circuit de découplage de base :

$$f_2 = \frac{1}{(2\pi)(397 \Omega)(271 \text{ pF})} = 1,48 \text{ MHz}$$

Quant à la fréquence de coupure du circuit de découplage du collecteur, on la détermine à partir de la capacitance globale de découplage de sortie, qui est égale à :

$$C = C'_C + C_{stray}$$

La relation (14.27) nous permet de déterminer la capacitance de Miller en sortie, soit :

$$C_{out(M)} = C_C \left(\frac{A_v + 1}{A_v} \right) = 2,1 \text{ pF} \left(\frac{117 + 1}{117} \right) \cong 2,1 \text{ pF}$$

C'est ainsi que la capacitance globale de découplage de sortie, est égale à :

$$C = 2,1 \text{ pF} + 10 \text{ pF} = 12,1 \text{ pF}$$

et la résistance au vu à cette capacitance est égale à :

$$R = R_C \parallel R_L = 3,6 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega = 2,65 \text{ k}\Omega$$

C'est alors que la fréquence de coupure du circuit de découplage du collecteur est donnée par :

$$f_2 = \frac{1}{(27\pi)(2,65 \text{ k}\Omega)(12,1 \text{ pF})} = 4,96 \text{ MHz}$$

La fréquence de coupure dominante est celle des deux fréquences de coupure calculées dont la valeur est la plus faible. Le diagramme de Bode de la figure 14.28a fait apparaître une fréquence de coupure supérieure approximative de 1,5 MHz.

14.20 Avez-vous compris ? En supposant que la capacitance parasite de sortie, C_{stray} , de l'exercice 14.20 soit de 40 pF, calculer la fréquence de coupure du circuit de découplage du collecteur.

14.11 Réponse en fréquence des étages à transistors à effet de champ

La réponse en fréquence des circuits à transistors à effet de champ (TEC) est similaire à celles des circuits à transistors bipolaires. Dans la plupart des cas, les TEC disposent d'un circuit de liaison d'entrée et d'un circuit de liaison de sortie, dont l'un est prédominant pour fixer la fréquence de coupure inférieure. La grille et le drain présentent un circuit de découplage interne indésirable résultant des capacités internes du TEC, qui, associées aux capacités parasites externes (dus notamment au câblage), déterminent la fréquence de coupure supérieure du circuit.

14.11.1 Réponse aux basses fréquences

La figure 14.32 montre un amplificateur MOSFET à source commune utilisant un diviseur de tension pour alimenter la grille. Étant donné la valeur très élevée de la résistance d'entrée du transistor, la résistance R vue par le condensateur de liaison d'entrée est égale à :

$$R = R_G + R_1 \parallel R_2 \quad (14.36)$$

et la fréquence de coupure en entrée est obtenue par :

$$f_i = \frac{1}{2\pi RC}$$

Quant à la résistance R vue par le condensateur de liaison de sortie, elle est égale à :

$$R = R_D + R_L$$

et la fréquence de coupure en sortie est obtenue par :

$$f_i = \frac{1}{2\pi RC}$$

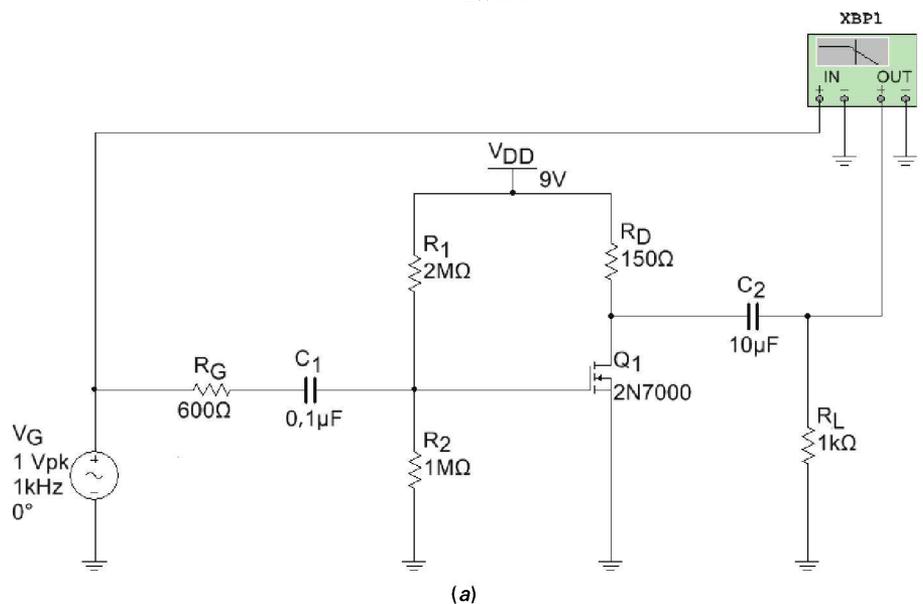
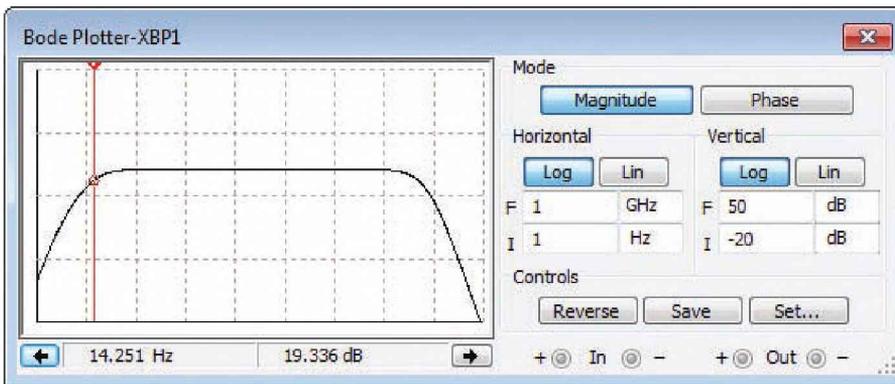
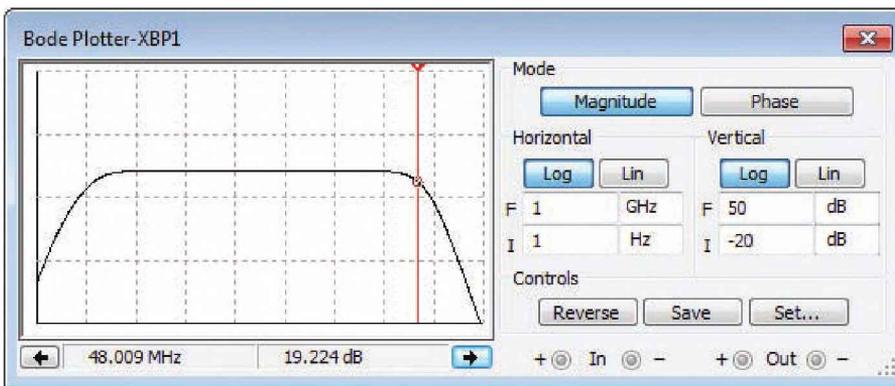


Figure 14.32
(a) Amplificateur à effet de champ.



(b)



(c)

Figure 14.32 (suite)
 (b) Réponse aux basses fréquences ;
 (c) Réponse aux hautes fréquences.

Comme vous le constatez, l'analyse de la réponse aux basses fréquences d'un TEC est similaire à celle d'un transistor bipolaire. Étant donné que la résistance d'entrée du TEC est très élevée, on peut utiliser des résistances élevées pour constituer le diviseur de tension d'alimentation de la grille, ce qui permet d'utiliser un faible condensateur de liaison en entrée.

Question 14.21

Multisim

À partir des éléments de l'amplificateur de la figure 14.32, déterminer les fréquences de coupure inférieures des circuits de liaison d'entrée et de sortie. Comparer les résultats obtenus avec les mesures effectuées par le traceur de diagramme de Bode correspondant (figure 14.32b).

Réponse La résistance de Thévenin vue par le condensateur de liaison d'entrée est égale à :

$$R = 600 \, \Omega + 2 \, \text{M}\Omega \parallel 1 \, \text{M}\Omega = 667 \, \text{k}\Omega$$

quant à la fréquence de coupure du circuit de liaison d'entrée, elle est de :

$$f_1 = \frac{1}{(2\pi)(667 \, \text{k}\Omega)(0,1 \, \mu\text{F})} = 2,39 \, \text{Hz}$$

La résistance de Thévenin vue par le condensateur de liaison de sortie est égale à :

$$R = 150 \, \Omega + 1 \, \text{k}\Omega = 1,15 \, \text{k}\Omega$$

et la fréquence de coupure du circuit de liaison de sortie est égale à :

$$f_1 = \frac{1}{(2\pi)(130 \Omega)(10 \mu\text{F})} = 13,8 \text{ Hz}$$

La fréquence de coupure dominante est de 13,8 Hz. Le point de mesure à 3 dB du diagramme de Bode de la figure 14.32*b* fait apparaître un gain en tension $A_v = 22,2 \text{ dB}$ et une fréquence de coupure inférieure de l'ordre de 14 Hz, ce qui est très proche de la fréquence calculée.

14.11.2 Réponse aux fréquences élevées

Comme pour les circuits à transistors bipolaires, le calcul de la fréquence de coupure supérieure d'un amplificateur à base de TEC implique une somme de détails significatifs et exige des valeurs précises pour obtenir de bons résultats. Comme les transistors bipolaires, les TEC ont eux aussi des capacités internes C_{gs} , C_{gd} et C_{ds} illustrées à la figure 14.33*a*. Ces capacités n'ont quasiment pas d'influence aux basses fréquences, en revanche ce n'est pas le cas aux fréquences élevées où leur influence devient significative.

Ces capacités sont difficiles à mesurer. Les fabricants indiquent leurs valeurs dans les fiches techniques ; valeurs qui sont obtenues par la mesure dans des conditions de court-circuit AC comme le montrent les figures 14.33*b* et *c*. Par exemple, sur la figure 14.33*b*, C_{iss} est la capacité vue de l'entrée avec un court-circuit AC sur la sortie. Lorsqu'on fait cela, C_{gd} est mis en parallèle avec C_{gs} et, ainsi, la capacité résultante C_{iss} est :

$$C_{iss} = C_{ds} + C_{gd}$$

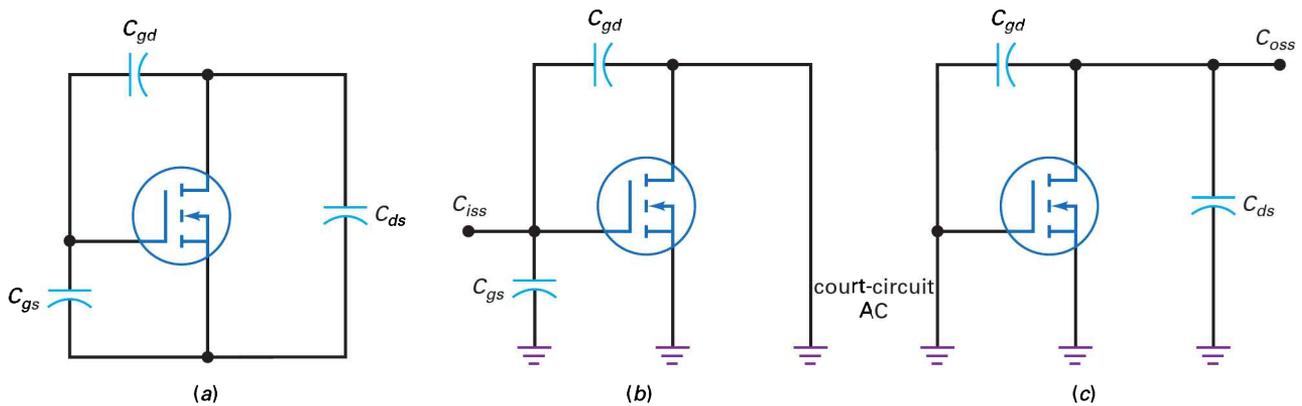


Figure 14.33 Mesure des capacités internes d'un MOSFET.

De même, la capacité vue de la sortie, C_{oss} , est mesurée en réalisant un court-circuit AC sur l'entrée comme le montre la figure 14.33*c*, et, dans ce cas, les capacités C_{ds} et C_{gd} sont en parallèle, ce qui donne :

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

La capacité C_{gd} est le plus souvent appelée capacité de réaction, C_{rss} , dans les fiches techniques.

C'est ainsi que les capacités internes d'un MOSFET sont :

$$C_{gd} = C_{rss} \quad (14.37)$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} \quad (14.38)$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} \quad (14.39)$$

La capacitance grille-drain, C_{gd} , permet de déterminer les capacitances de Miller en entrée, $C_{in(M)}$, et en sortie, $C_{out(M)}$.

$$C_{in(M)} = C_{gd}(A_v + 1) \quad (14.40)$$

$$C_{out(M)} = C_{gd} \frac{A_v + 1}{A_v} \quad (14.41)$$

où $A_v = g_m r_d$ dans le cas de l'amplificateur MOSFET à source commune.

Question 14.22

III Multisim

La fiche technique du transistor MOSFET 2N7000 de l'amplificateur de la figure 14.32, donne les valeurs suivantes pour ses capacitances :

$$C_{iss} = 60 \text{ pF}$$

$$C_{oss} = 25 \text{ pF}$$

$$C_{rss} = 5 \text{ pF}$$

Si $g_m = 97 \text{ ms}$, quelle est la valeur de la fréquence de coupure supérieure pour les circuits drain et grille ? Comparer les résultats obtenus avec ceux affichés par le traceur de diagramme de Bode.

Réponse À partir des valeurs des capacitances lues sur la fiche technique, on détermine les capacitances internes du transistor 2N7000 :

$$C_{gd} = C_{rss} = 5 \text{ pF}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = 60 \text{ pF} - 5 \text{ pF} = 55 \text{ pF}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} = 25 \text{ pF} - 5 \text{ pF} = 20 \text{ pF}$$

Pour obtenir la capacitance de Miller d'entrée, on commence par calculer le gain :

$$A_v = g_m r_d = (93 \text{ mS})(150 \Omega || 1 \text{ k}\Omega) = 12,1$$

puis on calcule la capacitance de Miller :

$$C_{in(M)} = C_{gd}(A_v + 1) = 5 \text{ pF}(12,1 + 1) = 65,5 \text{ pF}$$

La capacitance de découplage de grille est égale à :

$$C = C_{gs} + C_{in(M)} = 55 \text{ pF} + 65,5 \text{ pF} = 120,5 \text{ pF}$$

La résistance vue par C est égale à :

$$R = R_G || R_1 || R_2 = 600 \Omega || 2 \text{ M}\Omega || 1 \text{ M}\Omega \cong 600 \Omega$$

La fréquence de coupure du circuit de découplage de grille est égale à :

$$f_2 = \frac{1}{(2\pi)(600 \Omega)(120,5 \text{ pF})} = 2,2 \text{ MHz}$$

Quant à la capacitance de découplage de drain, on l'obtient avec les relations suivantes :

$$C = C_{ds} + C_{out(M)}$$

$$C = 20 \text{ pF} + 5,0 \text{ pF} \left(\frac{12,1 + 1}{12,1} \right) = 25,4 \text{ pF}$$

La résistance r_d vue par cette capacitance est égale à :

$$r_d = R_D \parallel R_L = 150 \Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega \cong 130 \Omega$$

La fréquence de coupure du circuit de découplage de drain est égale à :

$$f_2 = \frac{1}{(2\pi)(130 \Omega)(25,4 \text{ pF})} = 48 \text{ MHz}$$

Comme le montre la figure 14.32c, la fréquence de coupure supérieure obtenue avec le traceur de diagramme de Bode est d'environ 658 kHz. Comme vous le constatez, cette valeur est très différente de celles calculées. Le manque de précision des résultats obtenus par le calcul montre qu'il est difficile de déterminer les capacitances internes précises d'un circuit réel, même en s'appuyant sur celles, moyennes, fournies par la fiche technique du transistor.

14.22 Avez-vous compris ? En prenant comme valeur des capacitances du transistor 2N7000 : $C_{iss} = 25 \text{ pF}$, $C_{oss} = 10 \text{ pF}$ et $C_{rss} = 5 \text{ pF}$, déterminer les valeurs de C_{gd} , C_{gs} et C_{ds} .

Le tableau *À retenir* 14.9 résume les relations les plus importantes utilisées dans l'analyse fréquentielle d'un étage amplificateur à transistor bipolaire à émetteur commun, et d'un étage amplificateur à transistor MOSFET à source commune.

À RETENIR 14.9 – Analyse fréquentielle d'un amplificateur

Analyse aux basses fréquences	Analyse aux basses fréquences
<p>Entrée par la base :</p> $R = R_G + R_1 \parallel R_2 \parallel R_{in(\text{base})}$ $f_1 = \frac{1}{2\pi(R)(C_{in})}$	<p>Entrée par la grille :</p> $R = R_G + R_1 \parallel R_2$ $f_1 = \frac{1}{2\pi(R)(C_{in})}$

Analyse aux basses fréquences	Analyse aux basses fréquences
Sortie par le collecteur : $R = R_C + R_L$ $f_1 = \frac{1}{2\pi(R)(C_{out})}$	Sortie par le drain : $R = R_D + R_L$ $f_1 = \frac{1}{2\pi(R)(C_{out})}$
Découplage de l'émetteur : $Z_{out} = R_E \parallel \left(r_e' + \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel R_G}{\beta} \right)$ $f_1 = \frac{1}{2\pi(R)(C_E)}$	
Analyse aux fréquences élevées	Analyse aux fréquences élevées
Découplage de la base : $R = R_G \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_{in(base)}$ $C_{in(M)} = C_c' (A_v + 1)$ $C = C_e' + C_{in(M)}$ $f_2 = \frac{1}{2\pi(R)(C)}$	Découplage de la grille : $R = R_G \parallel R_1 \parallel R_2$ $C_{in(M)} = C_{gd} (A_v + 1)$ $C = C_{gs} + C_{in(M)}$ $f_2 = \frac{1}{2\pi(R)(C)}$
Découplage du collecteur : $R = R_C \parallel R_L$ $C_{out(M)} = C_c' \left(\frac{A_v + 1}{A_v} \right)$ $C = C_{out(M)} + C_{stray}$ $f_2 = \frac{1}{2\pi(R)(C)}$	Découplage du drain : $R = R_D \parallel R_L$ $C_{out(M)} = C_{gd} \left(\frac{A_v + 1}{A_v} \right)$ $C = C_{ds} + C_{out(M)} + C_{stray}$ $f_2 = \frac{1}{2\pi(R)(C)}$

14.11.3 Conclusion

Nous avons brièvement examiné les questions relatives à l'analyse en fréquence d'un étage amplificateur à transistor à base de transistors bipolaire et TEC. Faite à la main, cette étude est longue et fastidieuse ; le développement a été volontairement très bref, car maintenant les analyses fréquentielles sont effectuées par ordinateur. À présent, vous avez vu comment chaque composant influe sur la réponse en fréquence.

Si vous avez besoin de faire une étude en fréquence d'un ampli discret, utilisez un simulateur qui charge tous les paramètres du transistor bipolaire ou du TEC tels que C_c' , C_e' , C_{rss} et C_{oss} , et les grandeurs aux fréquences intermédiaires telles que β et r_e' et G_m ; les simulateurs contiennent la fiche technique des composants. Par exemple, si vous sélectionnez le transistor 2N3904, le simulateur chargera tous ses paramètres, c'est un énorme gain de temps.

En plus, vous pouvez utiliser le traceur de diagramme de Bode du simulateur pour visualiser la réponse en fréquence. Avec celui-ci, vous déterminez le gain en tension aux fréquences intermédiaires, les fréquences de coupure. En un mot, l'utilisation d'un simulateur est la méthode la plus simple et la plus rapide pour effectuer l'étude en fréquence d'un amplificateur discret à transistor bipolaire ou à TEC.

14.12 Effets de la fréquence sur les composants de surface

Capacités et inductances parasites deviennent des éléments importants dans les circuits discrets ou intégrés fonctionnant au-dessus de 100 kHz. Avec les composants classiques, il y a trois sources d'effets parasites :

- 1) la structure interne et la géométrie du composant ;
- 2) le circuit imprimé, y compris l'orientation des composants et des pistes conductrices ;
- 3) les fils de connexion au composant.

L'utilisation des composants de surface élimine virtuellement l'item 3 de la liste, ainsi elle accroît le contrôle des ingénieurs de conception sur les effets parasites des composants placés sur une carte.

Réviser

Résumé

14.1 Réponses en fréquence d'un amplificateur

La réponse en fréquence est la courbe du gain en tension en fonction de la fréquence. Un ampli AC possède une fréquence de coupure basse et une fréquence de coupure haute. Un ampli continu n'a qu'une seule fréquence de coupure haute. Les condensateurs de liaison et de découplage produisent la fréquence de coupure basse. Les capacités internes du transistor et les capacités parasites imposent la fréquence de coupure haute.

14.2 Gain en puissance en décibels

Le gain en puissance en dB est égal à dix fois le logarithme décimal du gain en puissance. Quand ce dernier augmente d'un facteur 2, le gain en dB gagne 3 dB, quand il augmente d'un facteur 10, le gain en dB s'accroît de 10 dB.

14.3 Gain en tension en décibels

Le gain en tension en dB est égal à 20 fois le logarithme décimal du gain en tension. Quand ce dernier augmente d'un facteur 2, le gain en tension en dB gagne 6 dB, quand il augmente d'un facteur 10, le gain en tension s'accroît de 20 dB. Le gain en tension global d'une chaîne d'étages en cascade est la somme des gains en dB de chaque étage.

14.4 L'adaptation d'impédance

Dans beaucoup de systèmes, toutes les impédances sont adaptées pour obtenir un transfert de puissance maximal. Dans un système adapté en impédance, le gain en puissance en dB est égal au gain en tension en dB.

14.5 Décibels au-dessus d'un niveau de référence

En plus des gains en puissance et en tension, on peut utiliser les dB par rapport à une référence. Les deux références communes sont le milliwatt et le volt. Le dBm est le décibel par rapport au milliwatt, et le dBV est le décibel par rapport au volt.

14.6 Diagrammes de Bode

Une octave est une variation d'un facteur 2 en fréquence. Une décade est une variation d'un facteur 10 en fréquence. Le diagramme de Bode est la courbe du gain en tension en dB en fonction de la fréquence. Le diagramme de Bode asymptotique est une approximation pour tracer la réponse en fréquence facilement et rapidement.

14.7 Autres diagrammes de Bode

Dans un circuit retardateur, le gain en tension casse à la fréquence de coupure supérieure pour ensuite diminuer de 20 dB par décade, ou de 6 dB par octave. Il est aussi possible de tracer le diagramme de Bode de la phase en fonction de la fréquence. Avec un circuit RC retardateur, la phase évolue entre 0 et -90° .

14.8 L'effet Miller

Un condensateur de réaction entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur inverseur est équivalent à deux capacités. La première se situe à l'entrée et la seconde à la sortie. L'effet Miller concerne la capacité située à l'entrée qui est égale à la capacité de réaction multipliée par la grandeur $A_v + 1$.

14.9 Relation entre temps de montée et bande passante

Lorsqu'un échelon de tension est appliqué sur l'entrée d'un ampli continu, le temps de montée de la sortie est la durée entre le passage au 10 % et le passage au 90 % de la valeur maximale. La fréquence de coupure haute est égale à 0,35 divisé par le temps de montée. C'est une méthode rapide et facile pour mesurer la bande passante d'un ampli continu.

14.10 Réponse en fréquence des étages à transistors bipolaires

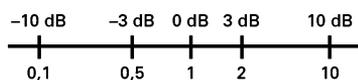
Le condensateur de liaison à l'entrée, le condensateur de liaison à la sortie et le condensateur de découplage de l'émetteur donnent la fréquence de coupure basse. La capacité de découplage du collecteur et la capacité Miller de l'entrée créent la fréquence de coupure haute. L'étude fréquentielle d'un étage à transistor bipolaire ou à transistor à effet de champ est généralement effectuée par Multisim ou tout logiciel de simulation.

14.11 Réponse en fréquence des étages à transistors à effet de champ

Les condensateurs de liaison en entrée et en sortie des étages à transistors TEC fixent les fréquences de coupure inférieures (comme dans le cas des transistors bipolaires). Les capacitances de liaison de drain, de grille et de Miller en entrée, fixent quant à elles les fréquences de coupure supérieures. L'analyse en fréquence des étages à transistors bipolaire et TEC est similaire. De même que leur simulation au moyen de logiciels spécialisés.

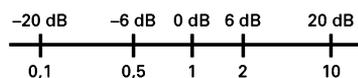
Définitions

(14.8) Gain en puissance en décibels :



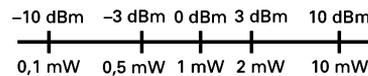
$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log A_p$$

(14.9) Gain en tension en décibels :



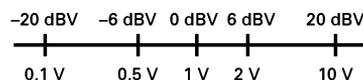
$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log A_v$$

(14.16) Décibels par rapport à 1 mW :



$$P_{\text{dBm}} = 10 \log \frac{P}{1\text{mW}}$$

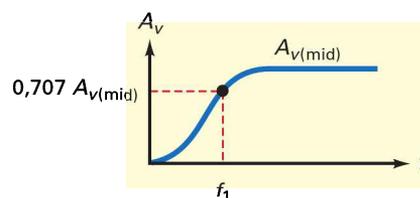
(14.18) Décibels par rapport à 1 V :



$$V_{\text{dBV}} = 20 \log V$$

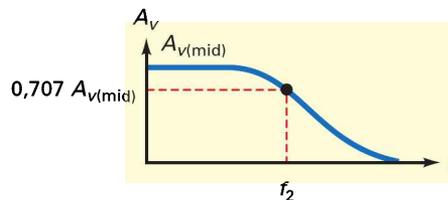
Relations

(14.3) Au-dessous de la bande médiane :



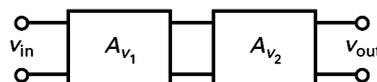
$$A_v = \frac{A_{v(\text{mid})}}{\sqrt{1 + (f_1 / f)^2}}$$

(14.4) Au-dessus de la bande médiane :



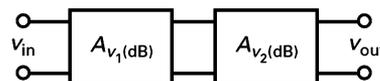
$$A_v = \frac{A_{v(\text{mid})}}{\sqrt{1 + (f / f_2)^2}}$$

(14.10) Gain en tension global :



$$A_v = A_{v1} A_{v2}$$

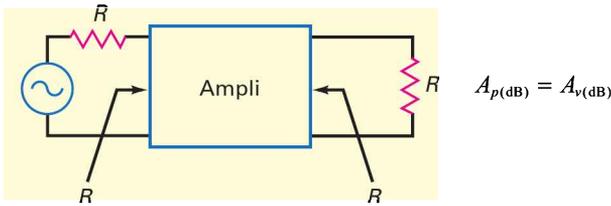
(14.11) Gain en tension global en dB :



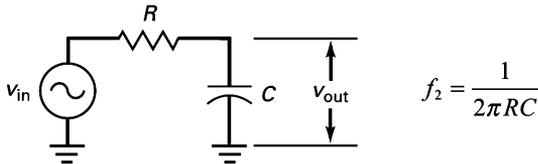
$$A_{v(\text{dB})} = A_{v1(\text{dB})} + A_{v2(\text{dB})}$$

S'entraîner

(14.13) Système adapté en impédance :



(14.22) Fréquence de coupure :

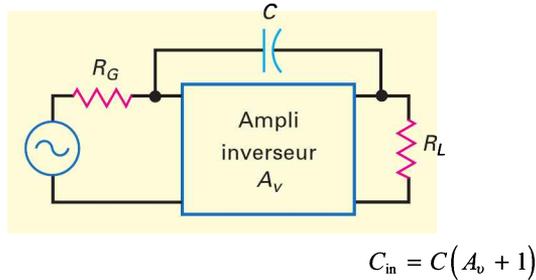


(14.26) Effet Miller :

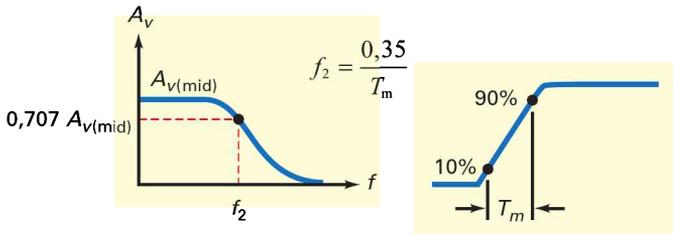
$$C_{\text{in}} = C(A_v + 1)$$

(14.27)

$$C_{\text{out}} = C \frac{A_v + 1}{A_v}$$



(14.29) Temps de montée - bande passante :



(14.33) Capacité base-émetteur d'un transistor bipolaire :

$$C_{be} \cong \frac{1}{2\pi f_T r'_e}$$

(14.37-39) Capacitances internes d'un MOSFET :

$$C_{gd} = C_{rss} ; C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} ; C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}$$

Auto-évaluation

- La réponse en fréquence est une courbe du gain en tension en fonction :
 - a) de la fréquence
 - b) du gain en puissance
 - c) de la tension d'entrée
 - d) de la tension de sortie
- Aux basses fréquences, le condensateur de liaison provoque une diminution :
 - a) de la résistance d'entrée
 - b) du gain en tension
 - c) de la résistance du générateur
 - d) de la tension du générateur
- La capacité parasite de câblage a un effet sur :
 - a) la fréquence de coupure basse
 - b) le gain en tension aux fréquences intermédiaires
 - c) la fréquence de coupure haute
 - d) la résistance d'entrée
- À la fréquence de coupure basse ou haute, le gain en tension vaut :
 - a) $0,35 A_{v(\text{mid})}$
 - b) $0,5 A_{v(\text{mid})}$
 - c) $0,707 A_{v(\text{mid})}$
 - d) $0,995 A_{v(\text{mid})}$
- Si le gain en puissance double, le gain en puissance en dB augmente de :
 - a) un facteur 2
 - b) 3 dB
 - c) 6 dB
 - d) 10 dB
- Si le gain en tension double, sa valeur en dB augmente de :
 - a) un facteur 2
 - b) 3 dB
 - c) 6 dB
 - d) 10 dB
- Si le gain en tension est 10, sa valeur en dB vaut :
 - a) 6 dB
 - b) 20 dB
 - c) 40 dB
 - d) 60 dB
- Si le gain en tension est 100, sa valeur en dB vaut :
 - a) 6 dB
 - b) 20 dB
 - c) 40 dB
 - d) 60 dB
- Si le gain en tension est 2 000, sa valeur en dB vaut :
 - a) 40 dB
 - b) 46 dB
 - c) 66 dB
 - d) 86 dB
- Deux étages ont un gain en tension en dB égal à 20 dB et 40 dB. Le gain global standard est :
 - a) 1
 - b) 10
 - c) 100
 - d) 1 000
- Deux étages ont un gain en tension de 100 et 200, le gain global en dB est :
 - a) 46 dB
 - b) 66 dB
 - c) 86 dB
 - d) 106 dB

12. Une fréquence vaut 8 fois une autre fréquence. Combien y a-t-il d'octaves entre ces deux fréquences ?
 a) 1 c) 3
 b) 2 d) 4
13. Si $f = 1$ MHz et $f_2 = 10$ Hz, le rapport f/f_2 représente combien de décades ?
 a) 2 c) 4
 b) 3 d) 5
14. Un papier semi-logarithmique possède :
 a) un axe linéaire, l'autre logarithmique
 b) un axe linéaire, l'autre semi-logarithmique
 c) les deux axes semi-logarithmiques
 d) aucun axe linéaire
15. Pour améliorer la réponse haute fréquence d'un ampli, quelle solution allez-vous choisir ?
 a) Diminuer la capacité des condensateurs de liaison
 b) Augmenter la capacité du condensateur de découplage d'émetteur
 c) Réduire les fils de câblage le plus possible
 d) Augmenter la résistance du générateur
16. Le gain en tension d'un ampli diminue de 20 dB par décade au-dessus de 20 kHz. Si le gain en bande médiane est 86 dB, quel est le gain en tension standard à 20 MHz ?
 a) 20 c) 2 000
 b) 200 d) 20 000
17. Dans un ampli à transistor bipolaire, la capacité C'_e est identique à :
 a) C_{be}
 b) C_{ib}
 c) C_{ibo}
 d) aux réponses ci-dessus
18. Dans un ampli à transistor bipolaire, augmenter les valeurs de C_{in} et C_{out} a pour conséquence de :
 a) diminuer le gain en tension A_v aux basses fréquences
 b) augmenter le gain en tension A_v aux basses fréquences
 c) diminuer le gain en tension A_v aux fréquences élevées
 d) augmenter le gain en tension A_v aux fréquences élevées
19. Les condensateurs de liaison d'entrée d'un circuit à transistor TEC :
 a) sont plus importants que ceux d'un circuit à transistor bipolaire
 b) déterminent la fréquence de coupure supérieure
 c) sont plus faibles que ceux d'un circuit à transistor bipolaire
 d) sont sans influence
20. Dans le cas d'un transistor TEC, la capacité C_{oss} est :
 a) égale à $C_{ds} + C_{gd}$
 b) égale à $C_{gs} - C_{rss}$
 c) égale à C_{gd}
 d) égale à $C_{iss} + C_{rss}$

Exercices

14.1 Réponse en fréquence d'un amplificateur

- 14.1 Un amplificateur a un gain en milieu de bande égal à 1 000. Ses fréquences de coupure sont $f_1 = 100$ Hz et $f_2 = 100$ kHz, à quoi ressemble sa réponse en fréquence ? Quel est le gain en tension si la fréquence à l'entrée vaut 20 Hz ? 300 kHz ?
- 14.2 Un ampli op a un gain en tension en milieu de bande égal à 500 000. Sa fréquence de coupure haute est 15 Hz, à quoi ressemble sa réponse en fréquence ?
- 14.3 Un ampli DC a un gain en tension en milieu de bande égal à 200. Sa fréquence de coupure haute est 10 kHz. Que vaut le gain en tension pour chacune de ces fréquences : 100 kHz ; 200 kHz ; 500 kHz ; 1 MHz ?

14.2 Gain en puissance en décibels

- 14.4 Calculez le gain en puissance en dB pour $A_p = 5$; 10 ; 20 et 40.
- 14.5 Calculez le gain en puissance en dB pour $A_p = 0,4$; 0,2 ; 0,1 ; 0,05.
- 14.6 Calculez le gain en puissance en dB pour $A_p = 2$; 20 ; 200 ; 2 000.
- 14.7 Calculez le gain en puissance en dB pour $A_p = 0,4$; 0,04 ; 0,004.

14.3 Gain en tension en décibels

- 14.8 Quel est le gain en tension total de la figure 14.34a ? Convertissez la réponse en dB.

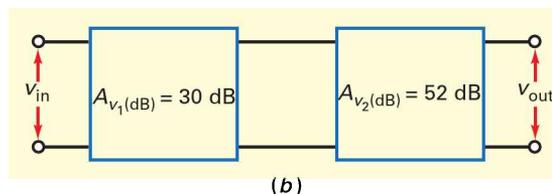
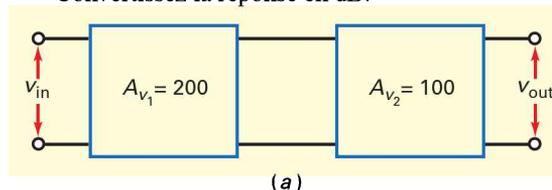


Figure 14.34

- 14.9** Convertissez le gain de chaque étage de la figure 14.34a en dB.
- 14.10** Quel est le gain en tension global en décibels sur la figure 14.34b ? Donnez le gain en tension standard.
- 14.11** Quel est le gain standard de chaque étage sur la figure 14.34b ?
- 14.12** Quel est le gain en tension en dB d'un amplificateur dont le gain standard vaut 100 000 ?
- 14.13** La fiche technique de l'ampli de puissance audio LM380 donne un gain en tension 34 dB. Convertissez cette valeur en gain en tension standard.
- 14.14** Un ampli à deux étages a les gains d'étage suivants : $A_{v1} = 25,8$ et $A_{v2} = 117$. Quel est le gain en tension en dB de chaque étage ? Quel est le gain en tension total en dB ?

14.4 L'adaptation d'impédance

- 14.15** La figure 14.35 représente un système adapté en impédance. Quel est le gain en tension total en dB ? le gain en tension en dB de chaque étage ?
- 14.16** Si les étages de la figure 14.35 sont adaptés en impédance, quelle est la tension sur la charge ? la puissance sur la charge ?

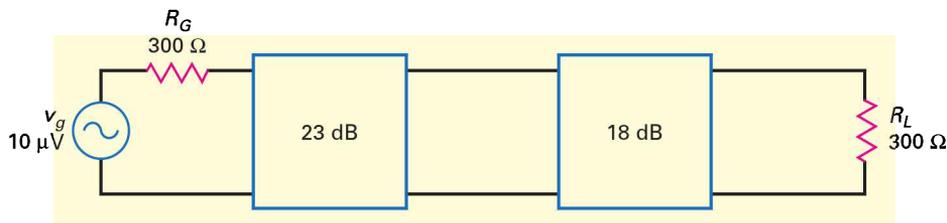
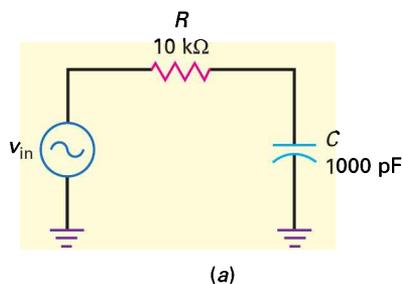


Figure 14.35

14.7 Autres diagrammes de Bode

- 14.23** **||| Multisim** Dessinez le diagramme de Bode asymptotique pour le circuit de retard de la figure 14.36a.



- 14.24** **||| Multisim** Dessinez le diagramme de Bode asymptotique pour le circuit de retard de la figure 14.36b.

- 14.25** Quel est le diagramme de Bode asymptotique pour l'étage représenté par la figure 14.37 ?

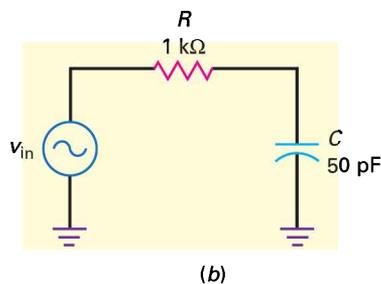


Figure 14.36

14.5 Décibels au-dessus d'un niveau de référence

- 14.17** Si la puissance de sortie d'un préamplificateur est 20 dBm, quelle est la puissance en milliwatts ?
- 14.18** Quelle est la tension de sortie d'un microphone si sa sortie est -45 dBV ?
- 14.19** Convertissez les puissances suivantes en dBm : 25 mW ; 93,5 mW ; 4,87 W.
- 14.20** Convertissez les tensions suivantes en dBV : 1 μ V ; 34,8 mV ; 12,9 V ; 345 V.

14.6 Diagrammes de Bode

- 14.21** La fiche technique d'un ampli op donne un gain en bande intermédiaire 200 000, une fréquence de coupure 10 Hz et une chute de 20 dB par décade. Dessinez le diagramme de Bode asymptotique. Quel est le gain en tension standard à 1 MHz ?
- 14.22** Le LF351 est un ampli op avec un gain en tension en bande intermédiaire 316 000, une fréquence de coupure 40 Hz et une chute de 20 dB par décade. Dessinez le diagramme de Bode asymptotique.

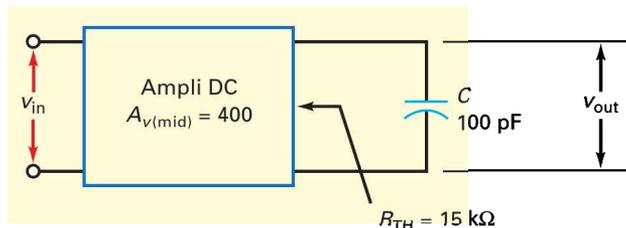


Figure 14.37

14.8 L'effet Miller

14.26 Quelle est la capacité Miller d'entrée de la figure 14.38 si $C = 5 \text{ pF}$ et $A_v = 200\,000$?

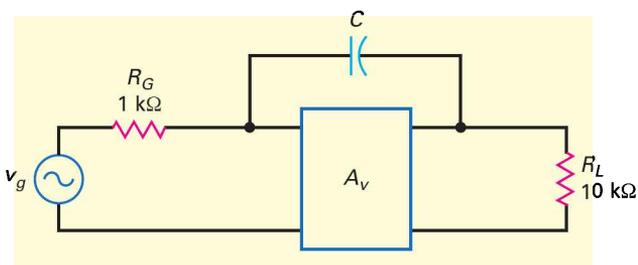


Figure 14.38

14.27 Dessinez le diagramme de Bode asymptotique pour le circuit retardateur d'entrée de la figure 14.38 avec $A_v = 250\,000$ et $C = 15 \text{ pF}$.

14.28 La capacité du condensateur de réaction de la figure 14.38 est égale à 50 pF . Quelle est la capacité Miller à l'entrée si $A_v = 200\,000$?

14.29 Dessinez le diagramme de Bode asymptotique du montage de la figure 14.38 avec un condensateur de réaction 100 pF et un gain en tension $150\,000$.

14.9 Relation entre temps de montée et bande passante

14.30 La figure 14.39a représente la réponse d'un amplificateur à un échelon de tension. Quelle est la fréquence de coupure supérieure de l'ampli ?

14.31 Quelle est la bande passante d'un ampli si son temps de montée est $0,25 \mu\text{s}$?

14.32 La fréquence de coupure supérieure d'un amplificateur est 100 kHz . Si on le teste par un signal rectangulaire, quel sera son temps de montée ?

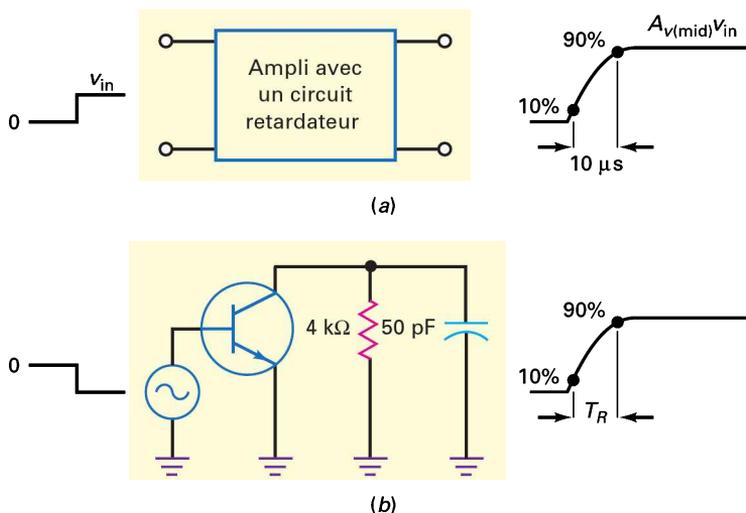


Figure 14.39

- 14.33** Sur la figure 14.40, quelle est la fréquence de coupure inférieure du circuit de liaison par la base ?
- 14.34** Sur la figure 14.40, quelle est la fréquence de coupure inférieure du circuit de liaison par le collecteur ?
- 14.35** Sur la figure 14.40, quelle est la fréquence de coupure inférieure du circuit de découplage de l'émetteur ?
- 14.36** Si, sur la figure 14.40, C'_c vaut 2 pF, $C'_e = 10$ pF et $C_{stray} = 5$ pF, déterminer la fréquence de coupure supérieure du circuit de liaison d'entrée par la base et du circuit de liaison de sortie par le collecteur.

14.37 Le circuit de la figure 14.41 utilise un transistor E-MOSFET avec comme spécifications : $g_m = 16,5$ mS, $C_{iss} = 30$ pF, $C_{oss} = 20$ pF et $C_{rss} = 5$ pF, déterminer les valeurs des capacités internes du FET, soit : C_{gd} , C_{gs} et C_{ds} .

14.38 Sur la figure 14.41, quelle est la fréquence de coupure inférieure dominante ?

14.39 Sur la figure 14.41, quelles sont les valeurs des fréquences de coupure supérieures du circuit de liaison d'entrée par la grille, et du circuit de liaison de sortie par le drain ?

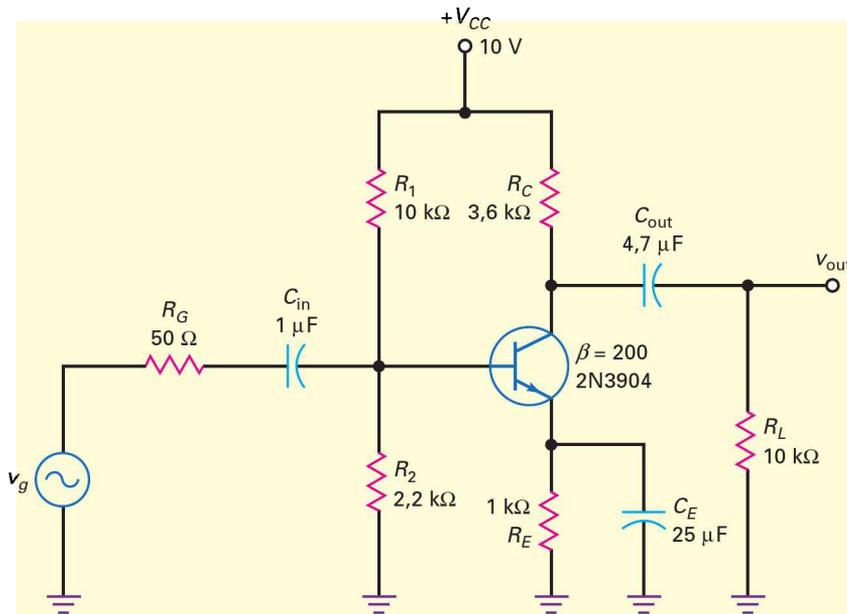


Figure 14.40

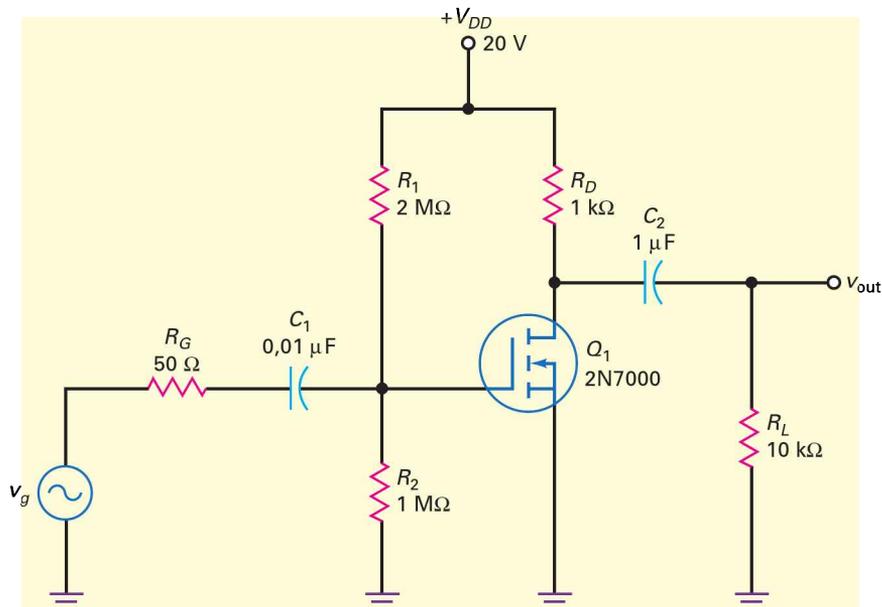


Figure 14.41

Approfondissement

- 14.40** Sur la figure 14.42a, que vaut le gain en tension en dB si $f = 20$ kHz ? si $f = 44,4$ kHz ?
- 14.41** Sur la figure 14.42b, que vaut le gain en tension en dB si $f = 100$ kHz ?
- 14.42** L'ampli de la figure 14.39a a un gain en milieu de bande égal à 100. Si l'entrée est un échelon de

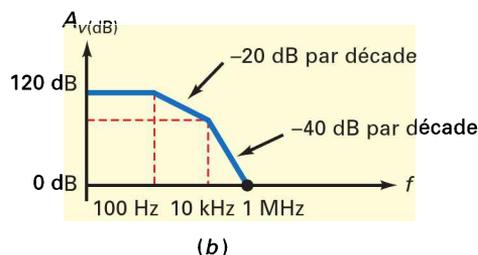
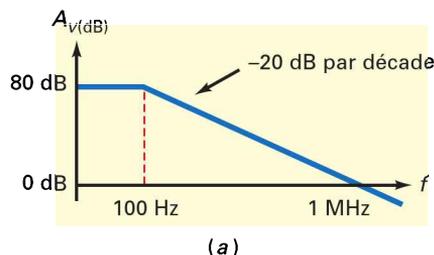


Figure 14.42

Questions de débogage avec Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC14-45** à **MTC14-49** et correspondent au circuit de la figure 14.40.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 14.45** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC14-45**.
- 14.46** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC14-46**.
- 14.47** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC14-47**.
- 14.48** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC14-48**.
- 14.49** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC14-49**.

Questions d'un recruteur

- 1.** Ce matin, j'ai réalisé la maquette d'un étage amplificateur en utilisant beaucoup de fils de connexion. La fréquence de coupure mesurée est inférieure à la valeur prévue. Avez-vous des suggestions ?

tension de 20 mV, quelle est la tension de sortie au point 10 % ? au point 90 % ?

- 14.43** La figure 14.39b est un circuit équivalent, quel est le temps de montée de la tension de sortie ?
- 14.44** Vous avez deux notices techniques d'amplificateurs. La première annonce une fréquence de coupure 1 MHz. La seconde donne un temps de montée 1 μs . Quel est l'amplificateur ayant la plus grande bande passante ?

- 2.** Sur ma table de laboratoire, il y a un ampli continu, un oscilloscope, un générateur de fonctions pouvant donner un signal sinusoïdal, rectangulaire ou triangulaire. Dites-moi comment faire pour déterminer la bande passante de l'ampli.
- 3.** Sans utiliser votre calculatrice, convertissez un gain en tension 250 en sa valeur en dB.
- 4.** Je voudrais que vous me dessiniez un amplificateur inverseur avec un condensateur de réaction 50 pF et un gain en tension 10 000. Ensuite, tracez-moi le diagramme de Bode asymptotique du circuit retardateur de l'entrée.
- 5.** Supposez que la face avant de votre oscilloscope indique que son ampli vertical a un temps de montée égal à 7 ns. Qu'est-ce que cela signifie pour la bande passante de l'instrument ?
- 6.** Comment allez-vous mesurer la bande passante d'un ampli DC ?
- 7.** Pourquoi le gain en tension en dB utilise-t-il un facteur 20 alors que le gain en puissance utilise un facteur 10 ?
- 8.** Pourquoi l'adaptation d'impédance est-elle importante dans certains systèmes ?
- 9.** Quelle est la différence entre dB et dBm ?
- 10.** Pourquoi un ampli continu est-il appelé ampli continu ?
- 11.** Un ingénieur de station radio a besoin de tester le gain en tension sur plusieurs décades. Quel est le type de papier graphique le plus adapté à la situation ?

Réponses

Auto-évaluation

1. a) 6. c) 11. c) 16. a)
 2. b) 7. b) 12. c) 17. d)
 3. c) 8. c) 13. d) 18. b)
 4. c) 9. c) 14. a) 19. c)
 5. b) 10. d) 15. c) 20. a)

Avez-vous compris ?

- 14.1** $A_{v(\text{mid})} = 70,7$; A_v à 5 Hz = 24,3 ;
 A_v à 200 kHz = 9,95.
- 14.2** A_v à 10 Hz = 141.
- 14.3** 20 000 à 100 Hz ; 2 000 à 1 kHz ; 200 à 10 kHz ;
 20 à 100 kHz ; 2,0 à 1 MHz.
- 14.4** 10 $A_p = 10$ dB ; 20 $A_p = 13$ dB ; 40 $A_p = 16$ dB.
- 14.5** 4 $A_p = 6$ dB ; 2 $A_p = 3$ dB ; 1 $A_p = 0$ dB ;
 0,5 $A_p = -3$ dB.
- 14.6** 5 $A_p = 7$ dB ; 50 $A_p = 17$ dB ; 500 $A_p = 27$ dB ;
 5 000 $A_p = 37$ dB.
- 14.7** 20 $A_p = 13$ dB ; 2 $A_p = 3$ dB ; 0,2 $A_p = -7$ dB ; 0,02
 $A_p = -17$ dB.
- 14.8** 50 $A_v = 34$ dB ; 200 $A_v = 46$ dB ; $A_{vT} = 10\,000$;
 $A_{v(\text{dB})} = 80$ dB.
- 14.9** $A_{v(\text{dB})} = 30$ dB ; $A_p = 1\,000$; $A_v = 31,6$.
- 14.10** $A_{v1} = 3,16$; $A_{v2} = 0,5$; $A_{v3} = 20$.
- 14.11** $P = 1\,000$ W.
- 14.12** $V_{\text{out}} = 1,88$ mV.
- 14.14** $f_2 = 159$ kHz.
- 14.15** $f_2 = 318$ kHz ; $f_{\text{unité}} = 31,8$ MHz.
- 14.17** $C_{\text{in}(M)} = 0,3$ μF ; $C_{\text{out}(M)} = 30$ pF.
- 14.18** $T_R = 440$ ns ; $f_2 = 795$ kHz.
- 14.19** $f_1 = 63$ Hz.
- 14.20** $f_2 = 1,43$ MHz.
- 14.22** $C_{gd} = 5$ pF ; $C_{gs} = 20$ pF ; $C_{ds} = 5$ pF.

Les amplificateurs différentiels

15

Objectifs

- Faire l'étude DC de l'amplificateur différentiel.
- Faire l'étude AC de l'amplificateur différentiel.
- Définir le courant de polarisation d'entrée, le courant et la tension de décalage.
- Expliquer le gain mode commun et le taux de réjection mode commun.
- Décrire la fabrication des circuits intégrés.
- Appliquer le théorème de Thévenin à un amplificateur différentiel chargé.

Vocabulaire

Amplificateur différentiel (ampli diff)	CI hybride	Courant de queue	Signal mode commun
Amplificateur opérationnel (ampli op)	CI monolithiques	Diode de compensation	Sortie différentielle
Borne unique	Circuit intégré (CI)	Entrée différentielle	Taux de réjection mode commun
Charge active	Courant de décalage d'entrée	Entrée inverseuse	Tension de décalage d'entrée
	Courant de polarisation d'entrée	Entrée non inverseuse	
		Miroir de courant	

En quelques mots

Le mot **amplificateur opérationnel (ampli op)** s'applique à un amplificateur qui réalise une opération mathématique. Historiquement, les premiers amplis op étaient utilisés dans les calculateurs analogiques où ils effectuaient les additions, soustractions, multiplications, etc. À cette époque, ils étaient réalisés en circuits discrets ; maintenant, pour la plupart, ils sont en circuits intégrés (CI).

L'ampli op classique est un ampli continu possédant un très grand gain en tension, une très forte impédance d'entrée et une très faible impédance de sortie. La fréquence de gain unitaire va de 1 MHz à 20 MHz selon le numéro d'identification. C'est un bloc fonctionnel complet avec ses broches extérieures. En reliant celles-ci à des alimentations de tension et quelques composants, nous pouvons réaliser toutes sortes de montages utiles.

L'amplificateur différentiel est le circuit d'entrée utilisé dans la plupart des amplis op. Cette configuration de l'amplificateur détermine nombre des caractéristiques d'entrée du CI. L'amplificateur différentiel peut également être configuré sous forme discrète pour être utilisé en communication, en instrumentation ou dans des circuits de commande industrielle. Ce chapitre est essentiellement consacré aux amplificateurs différentiels utilisés dans les circuits intégrés.

15.1 L'amplificateur différentiel

Les transistors, les diodes et les résistances sont les seuls composants inclus dans les circuits intégrés classiques. On réalise aussi des condensateurs, mais ils ont de petites capacités généralement inférieures à 50 pF. Par conséquent, les concepteurs de CI ne peuvent utiliser les condensateurs de liaison et de découplage comme le font les concepteurs de circuits discrets. Ils doivent employer le couplage direct entre les étages et aussi supprimer les condensateurs de découplage d'émetteur sans perdre trop de gain.

L'**amplificateur différentiel (ampli diff)** est la solution. La conception de ce circuit est extrêmement subtile car il n'a pas besoin de condensateur de découplage d'émetteur. Pour cela et pour d'autres raisons, nous trouvons l'ampli diff comme étage d'entrée dans la plupart des amplis op intégrés.

15.1.1 Entrées et sorties différentielles

La figure 15.1 représente un ampli diff ; il y a deux étages émetteur commun en parallèle sur la même résistance d'émetteur. En plus, il possède deux tensions d'entrée (v_1 et v_2) et deux tensions collecteur (v_{c1} et v_{c2}) ; l'ensemble du montage est considéré comme un seul étage. N'ayant pas de condensateurs de liaison et de découplage, il ne présente pas de fréquence de coupure inférieure.

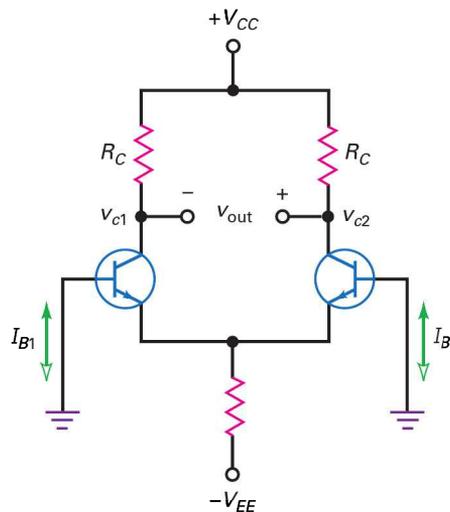


Figure 15.1
Entrées et sorties différentielles.

La tension AC de sortie est la différence entre les tensions collecteur avec les polarités indiquées sur la figure 15.1 :

$$v_{\text{out}} = v_{c2} - v_{c1} \quad (15.1)$$

Cette tension s'appelle la **sortie différentielle**, elle associe les deux tensions collecteur en une seule qui est égale à leur différence. *Remarque* : nous utilisons les minuscules pour v_{out} , v_{c1} et v_{c2} , car ce sont des tensions alternatives de fréquence nulle.

Théoriquement, les transistors et les résistances de collecteur sont identiques : avec cette symétrie parfaite, la tension v_{out} est nulle pour les deux tensions d'entrée identiques. Si v_1 est supérieure à v_2 , les polarités de la tension de sortie sont celles de la figure 15.1 ; si v_2 est supérieure à v_1 , les polarités et la tension de sortie sont inversées.

L'ampli diff de la figure 15.1 possède deux entrées distinctes. L'entrée v_1 s'appelle l'**entrée non inverseuse** car la tension v_{out} est en phase avec v_1 . Au contraire, l'entrée v_2 s'appelle l'**entrée inverseuse** car la tension de sortie v_{out} est déphasée de 180° avec v_2 . Dans certaines applications, seule l'entrée non inverseuse est utilisée, l'autre est à la masse ; dans d'autres applications, c'est le contraire, l'entrée inverseuse sert et la non inverseuse est à la masse.

Quand les deux entrées sont actives, l'entrée globale est l'**entrée différentielle** car la tension de sortie est le produit du gain en tension par la différence des deux tensions d'entrée. La relation donnant la tension de sortie est donc :

$$v_{out} = A_v(v_1 - v_2) \quad (15.2)$$

où A_v est le gain en tension. Nous allons démontrer cette relation au paragraphe 15.3.

15.1.2 Sortie unique

L'ampli diff de la figure 15.1 nécessite une charge sans masse ; c'est un inconvénient dans beaucoup d'applications, car souvent les charges sont à **borne unique**, l'autre étant à la masse.

La figure 15.2a illustre une forme très répandue de l'ampli diff. Elle a de nombreuses applications car elle peut commander beaucoup de charges à borne unique telles que les amplis EC, les émetteurs suiveurs et autres montages. Le signal AC de la sortie est prélevé sur le collecteur droit, la résistance de collecteur gauche est supprimée car elle ne sert plus.

L'entrée reste différentielle, la tension de sortie vaut encore $A_v(v_1 - v_2)$. Seulement, avec une sortie unique, le gain en tension est la moitié de celui à deux sorties. Nous avons seulement la moitié du gain car la tension de sortie vient d'un seul collecteur.

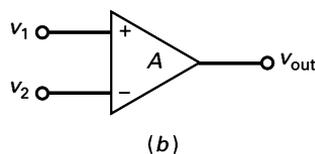
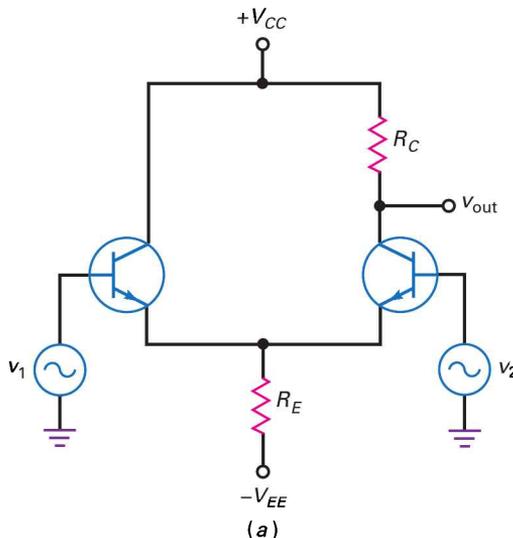


Figure 15.2
(a) Entrée différentielle et sortie unique ;
(b) symbole.

La figure 15.2b montre le schéma bloc d'un ampli diff avec une entrée différentielle et une sortie unique. C'est le même symbole que pour l'ampli op, le signe (+) identifie l'entrée non inverseuse, le (-) l'entrée inverseuse.

15.1.3 Configurations entrée non inverseuse

Souvent, une seule des entrées est active, l'autre est à la masse (figure 15.3a). La configuration représentée possède une entrée non inverseuse et deux sorties ; comme $v_2 = 0$, la relation (15.2) donne :

$$v_{\text{out}} = A_v v_1 \quad (15.3)$$

La figure 15.3b illustre une autre configuration de l'ampli diff, une entrée non inverseuse et une sortie unique. Comme v_{out} est la tension AC de sortie, la relation (15.3) reste valable, mais le gain en tension est diminué de moitié car la sortie est prise sur un seul côté de l'ampli diff.

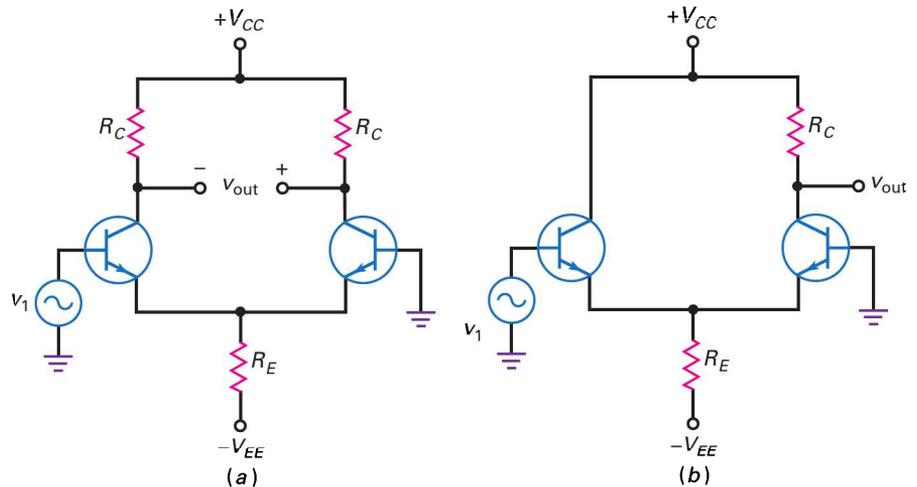


Figure 15.3
(a) Entrée non inverseuse et sortie différentielle ;
(b) entrée non inverseuse et sortie unique.

15.1.4 Configurations entrée inverseuse

Pour certaines applications, l'entrée inverseuse est active et l'autre est à la masse (figure 15.4a). Dans ce cas, la relation (15.2) devient :

$$v_{\text{out}} = -A_v v_2 \quad (15.4)$$

où le signe - indique l'inversion de phase.

La figure 15.4b montre la configuration que nous allons étudier, elle utilise l'entrée inverseuse avec une sortie unique. Dans ce cas, la tension AC de sortie est encore donnée par la relation (15.4).

15.1.5 Conclusion

L'encart *À retenir* 15.1 résume les quatre configurations fondamentales d'un ampli diff. Le cas général est une entrée différentielle et une sortie différentielle. Les cas restants découlent du cas général. Par exemple, pour avoir une entrée unique, l'une des entrées est utilisée, l'autre est mise à la masse. Dans ce cas, soit l'entrée inverseuse soit la non inverseuse est active.

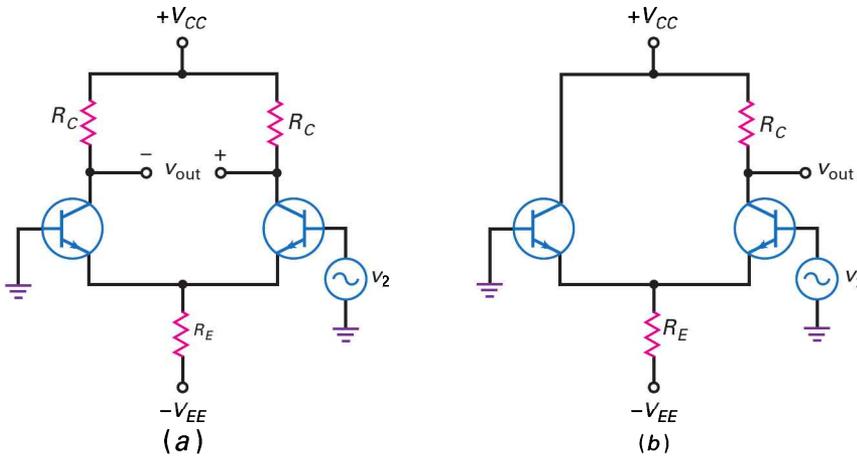


Figure 15.4
 (a) Entrée inverseuse et sortie différentielle ;
 (b) entrée inverseuse et sortie unique.

À RETENIR 15.1 – Configurations de l'ampli différentiel

Entrée	Sortie	V_{in}	V_{out}
différentielle	différentielle	$V_1 - V_2$	$V_{C2} - V_{C1}$
différentielle	unique	$V_{C2} - V_{C1}$	V_{C2}
unique	différentielle	V_1 ou V_2	$V_{C2} - V_{C1}$
unique	unique	V_1 ou V_2	V_{C2}

15.2 Étude DC de l'ampli différentiel

La figure 15.5a montre le circuit équivalent DC d'un ampli diff. Dans tout ce paragraphe, nous allons supposer les transistors identiques et les résistances de collecteur égales, et de plus, dans cette première approche, les bases sont à la masse.

La polarisation utilisée ici pourrait sembler familière. Elle est presque semblable à la polarisation d'émetteur par deux sources envisagée au chapitre précédent. Souvenez-vous, l'alimentation de tension négative était appliquée par l'intermédiaire de la résistance d'émetteur, ce qui fixait le courant émetteur.

15.2.1 Cas idéal

L'ampli diff est parfois appelé *paire à longue queue* car les deux transistors partagent la même résistance R_E . Le courant dans cette résistance commune est le **courant de queue**. En négligeant la chute de tension V_{BE} sur les diodes émetteur de la figure 15.5a, la borne supérieure de cette résistance R_E est une masse théorique. Dans ce cas, toute la tension V_{EE} se retrouve sur la résistance R_E et le courant de queue vaut :

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E} \quad (15.5)$$

Cette relation est suffisante pour le dépannage ou une première analyse, elle passe rapidement sur le point de savoir si toute la tension de l'alimentation se retrouve sur la résistance d'émetteur.

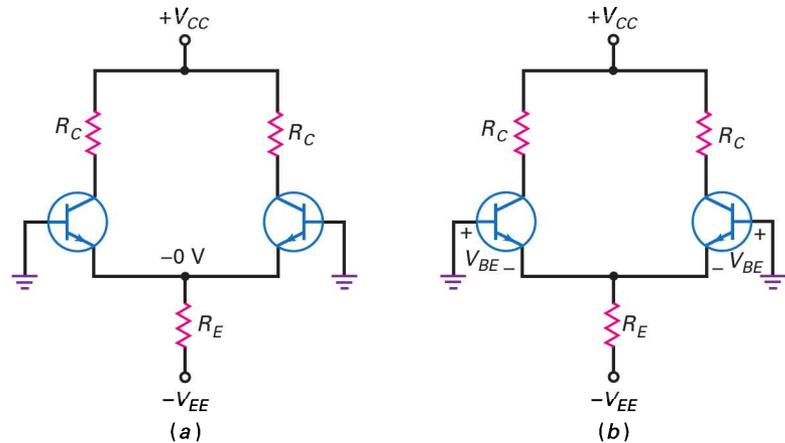


Figure 15.5
 (a) Étude DC dans le cas idéal ;
 (b) deuxième approximation.

Quand les deux moitiés de la figure 15.5a sont parfaitement identiques, le courant de queue se divise en deux parties égales. Donc, chaque transistor possède un courant émetteur :

$$I_E = \frac{I_T}{2} \quad (15.6)$$

La tension DC sur chaque collecteur est fournie par la relation familière :

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (15.7)$$

15.2.2 Deuxième approximation

Il est possible d'améliorer l'étude en introduisant V_{BE} , la chute de tension dans chaque diode émetteur de la figure 15.5b. La tension au sommet de la résistance R_E est alors de V_{BE} en dessous de la masse. Donc, le courant de queue est :

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \quad (15.8)$$

où $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ pour les transistors au silicium.

15.2.3 Effet de la résistance de base sur le courant de queue

Pour simplifier, sur la figure 15.5b, les deux bases sont reliées à la masse. Dans un ampli bien réalisé, la prise en compte des résistances de base a un effet négligeable sur le courant de queue. En voici la raison : lorsque les résistances de base sont introduites dans l'étude, l'équation du courant de queue devient :

$$I_T = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B / 2\beta_{DC}}$$

Dans toutes les réalisations pratiques, le rapport $R_B / 2\beta_{DC}$ est inférieur à 1 % de la résistance R_E ; c'est pourquoi nous préférons utiliser les relations (15.5) ou (15.8) pour la détermination du courant I_T .

Cependant, lorsque les deux moitiés de l'ampli diff ne sont pas parfaitement identiques, les résistances de base peuvent provoquer des erreurs de tensions d'entrée. Nous étudierons cela dans un prochain paragraphe.

Question 15.1

Quels sont les courants et tensions théoriques dans la figure 15.6a ?

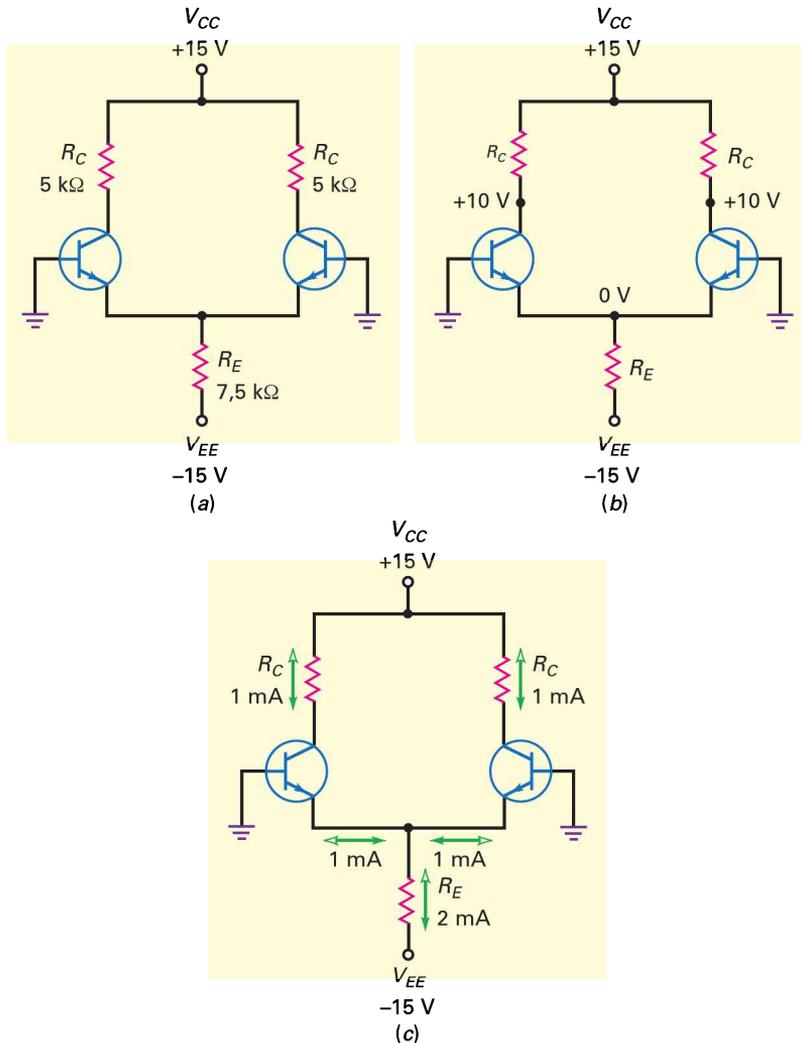


Figure 15.6

Réponse Avec la relation (15.5), le courant de queue est :

$$I_T = \frac{15\text{ V}}{7,5\text{ k}\Omega} = 2\text{ mA}$$

Chaque courant émetteur est la moitié de ce dernier :

$$I_E = \frac{2\text{ mA}}{2} = 1\text{ mA}$$

Chaque collecteur présente une tension au repos :

$$V_C = 12\text{ V} - (1\text{ mA})(5\text{ k}\Omega) = 10\text{ V}$$

La figure 15.6b donne les tensions DC et la figure 15.6c les courants.

Remarque : les têtes en flèches classiques indiquent le sens conventionnel du courant, les triangulaires le sens de déplacement des électrons.

15.1 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 15.6a et faire passer R_E à 5 k Ω . Trouver les courants et tensions théoriques.

III Multisim

Question 15.2

Recalculez les courants et tensions en utilisant la deuxième approximation.

Réponse Le courant de queue vaut :

$$I_T = \frac{15 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{7,5 \text{ k}\Omega} = 1,91 \text{ mA}$$

Chaque courant émetteur est la moitié :

$$I_E = \frac{1,91 \text{ mA}}{2} = 0,955 \text{ mA}$$

et chaque collecteur a une tension au repos :

$$V_C = 15 \text{ V} - (0,955 \text{ mA})(5 \text{ k}\Omega) = 10,2 \text{ V}$$

Il est visible que les réponses changent très peu avec la deuxième approximation. En fait, le même circuit avec des transistors 2N3904 simulé avec un logiciel adapté donne les résultats suivants :

$$I_T = 1,912 \text{ mA}$$

$$I_E = 0,956 \text{ mA}$$

$$I_C = 0,950 \text{ mA}$$

$$V_C = 10,25 \text{ V}$$

Ces réponses sont quasiment identiques à celles de la deuxième approximation et pas trop éloignées de celles du cas idéal. Cette dernière analyse est adaptée à beaucoup de cas ; pour plus de précision, il faut utiliser la deuxième approximation.

15.2 Avez-vous compris ? Reprendre la question 15.2 avec une résistance émetteur de 5 k Ω .

III Multisim

Question 15.3

Quels sont les courants et les tensions du circuit à sortie unique de la figure 15.7a ?

Réponse Le courant de queue idéal vaut :

$$I_T = \frac{12 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 2,4 \text{ mA}$$

Chaque courant émetteur vaut la moitié, soit :

$$I_E = \frac{2,4 \text{ mA}}{2} = 1,2 \text{ mA}$$

Le collecteur de droite présente une tension au repos valant environ :

$$V_C = 12 \text{ V} - (1,2 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 8,4 \text{ V}$$

et celui de gauche est à 12 V.

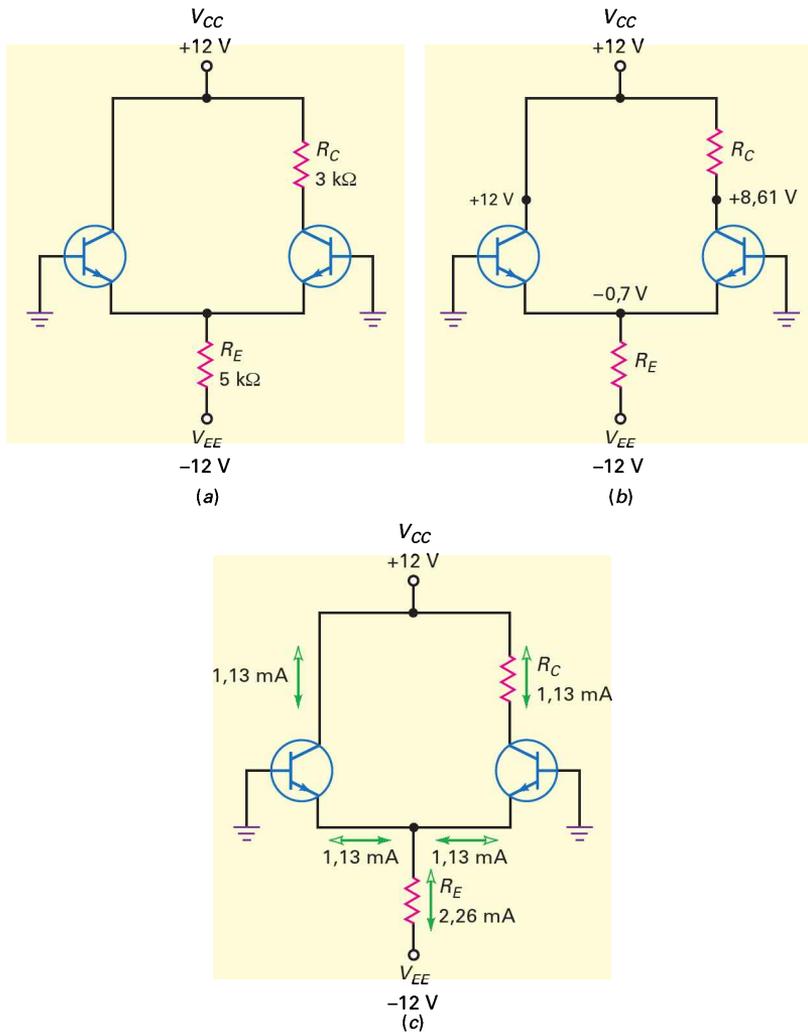


Figure 15.7

Avec la deuxième approximation, nous obtenons :

$$I_T = \frac{12 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{5 \text{ } \Omega} = 2,26 \text{ mA}$$

$$I_E = \frac{2,26 \text{ mA}}{2} = 1,13 \text{ mA}$$

$$V_C = 12 \text{ V} - (1,13 \text{ mA})(3 \text{ k}\Omega) = 8,61 \text{ V}$$

La figure 15.7b montre les tensions DC et la figure 15.7c les courants dans le cas de la deuxième approximation.

15.3 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 15.7a, faire passer R_E à 3 k Ω . Trouver les courants et tensions avec la deuxième approximation.

15.3 Étude AC de l'ampli différentiel

Dans ce paragraphe, nous allons démontrer l'équation du gain en tension d'un ampli diff. Nous commencerons par la configuration la plus simple : entrée non inverseuse et sortie unique. Après avoir obtenu son gain en tension, nous extrapolerons les résultats aux autres configurations.

15.3.1 Théorie du fonctionnement

La figure 15.8a représente un montage à entrée non inverseuse et à sortie unique. Avec une résistance R_E importante, le courant de queue est presque constant quand un faible signal AC est appliqué. De ce fait, les deux moitiés de l'ampli diff réagissent de façon complémentaire à l'entrée non inversée. Autrement dit, une augmentation du courant émetteur du transistor Q_1 provoque une diminution du courant émetteur du transistor Q_2 . Réciproquement, une diminution du courant dans le transistor Q_1 produit une augmentation du courant dans le transistor Q_2 .

Sur la figure 15.8a, le transistor Q_1 de gauche se comporte comme un émetteur suiveur, il produit une tension AC sur la résistance d'émetteur. Cette tension est la moitié de la tension d'entrée v_i . Pendant la demi-alternance positive de la tension d'entrée, le courant émetteur du transistor Q_1 augmente, celui du transistor Q_2 diminue, et la tension collecteur du transistor Q_2 augmente. De même, pendant la demi-alternance négative de la tension d'entrée, le courant émetteur du transistor Q_1 diminue, celui du transistor Q_2 augmente et la tension collecteur du transistor Q_2 diminue. C'est pourquoi la sortie sinusoïdale amplifiée est en phase avec l'entrée non inverseuse.

15.3.2 Gain sortie unique

La figure 15.8b montre le circuit équivalent AC. Remarquez que chaque transistor possède sa résistance r'_e ; donc la résistance de polarisation R_E est en parallèle avec celle du transistor de droite **because the base of Q2 is grounded**. Pratiquement, dans la plupart des cas, R_E est beaucoup plus grande que r'_e et nous pouvons l'ignorer en première analyse.

La figure 15.8c représente le circuit équivalent AC maintenant simplifié. Remarquez la tension d'entrée v_i qui se trouve sur les deux résistances r'_e en série. Comme elles sont identiques, la tension à leurs bornes est la moitié de la tension d'entrée ; voilà pourquoi la tension sur la résistance de queue R_E (figure 15.8a) est la moitié de la tension d'entrée.

D'après la figure 15.8c, la tension AC de sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = i_c R_C$$

et la tension AC d'entrée est :

$$v_{\text{in}} = i_c r'_e + i_c r'_e = 2i_c r'_e$$

En divisant v_{out} par v_{in} , nous obtenons le gain en tension :

$$\text{Sortie unique : } A_v = \frac{R_C}{2r'_e} \quad (15.9)$$

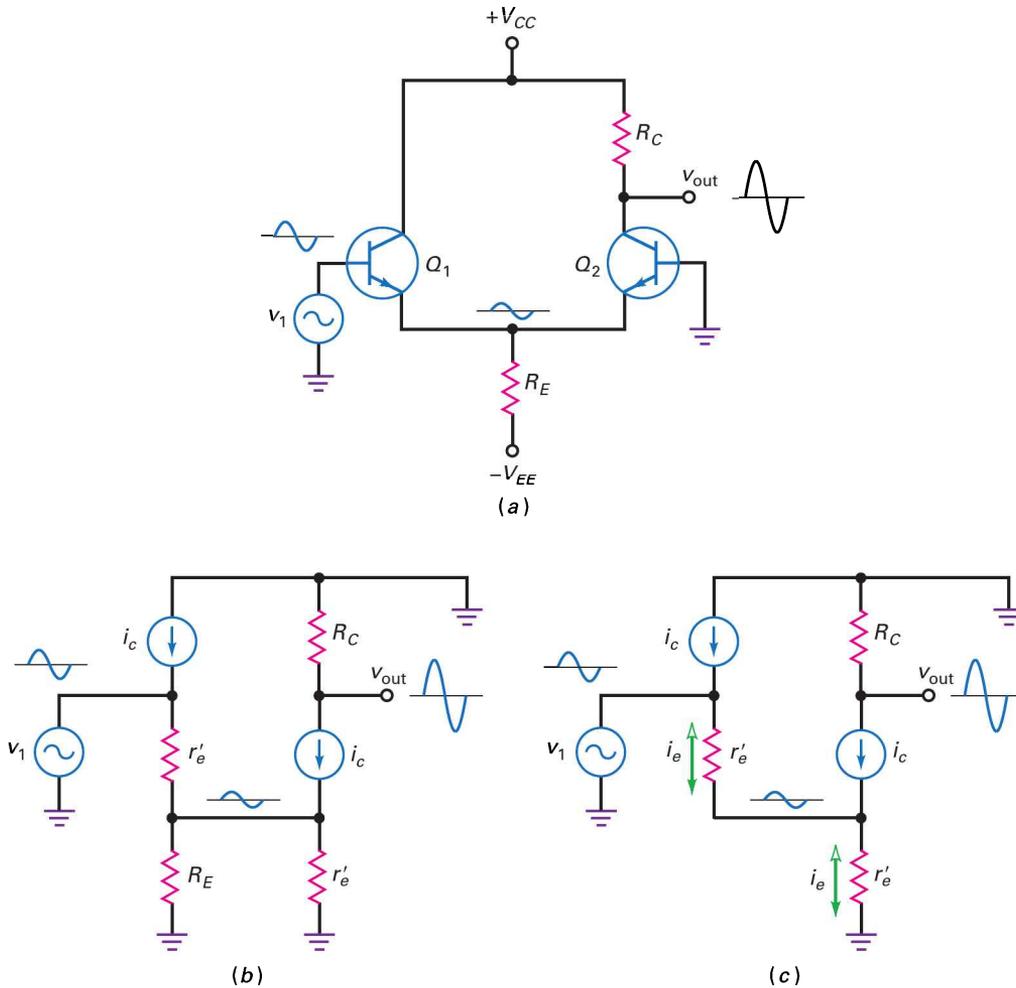


Figure 15.8
 (a) Entrée non inverseuse et sortie unique ;
 (b) circuit équivalent AC ;
 (c) circuit équivalent AC simplifié.

Pour terminer, sur la figure 15.8a, une tension DC de repos V'_C existe sur la borne de sortie. Elle ne fait pas partie du signal variable. La tension AC de sortie v_{out} est tout changement de la tension au repos. Dans un ampli op, cette tension DC est enlevée par un étage suivant, elle n'a aucune importance.

15.3.3 Gain sortie différentielle

La figure 15.9 représente le circuit équivalent AC pour une entrée non inverseuse et une sortie différentielle. L'étude est presque la même que la précédente, sauf que la tension de sortie est doublée car il y a deux résistances de collecteur :

$$v_{out} = v_{c2} - v_{c1} = i_c R_C - (-i_c R_C) = 2i_c R_C$$

Remarque : le déphasage de 180° entre le signal v_{c1} et le signal v_{c2} donne le second signe $-$.

La tension AC d'entrée est toujours égale à :

$$v_{in} = 2i_c r'_e$$

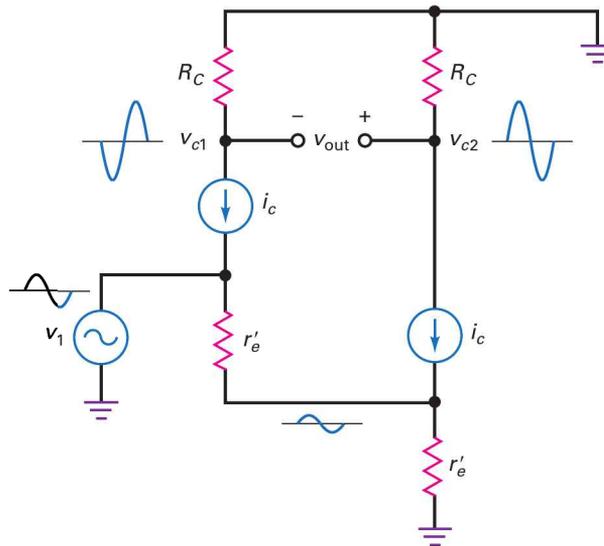


Figure 15.9
Entrée non inverseuse
et sortie différentielle.

La division de la tension de sortie par la tension d'entrée donne la valeur du gain :

$$\text{Sortie différentielle : } A_v = \frac{R_C}{r'_e} \quad (15.10)$$

C'est facile à retenir car c'est la même expression que le gain en tension d'un étage émetteur commun.

15.3.4 Configuration entrée inverseuse

La figure 15.10a représente la configuration entrée inverseuse et sortie unique. L'étude AC est quasiment la même que celle de l'entrée non inverseuse. Dans ce montage, l'entrée inversée v_2 produit à la sortie un signal AC amplifié et inversé. La résistance r'_e de chaque transistor est encore une partie du diviseur de tension du schéma équivalent AC. La tension AC sur la résistance R_E est la moitié de la tension inversée de l'entrée. Si une sortie différentielle existe, le gain obtenu est le double du précédent.

L'ampli diff de la figure 15.10b est une version *pnp* retournée de la figure 15.10a. Les transistors *pnp* sont souvent utilisés dans des circuits à alimentation positive. Ces transistors *pnp* sont représentés la tête en bas. Comme avec les versions *npn*, les entrées et les sorties peuvent être soit différentielles soit uniques.

15.3.5 Configuration entrées différentielles

La configuration entrées différentielles possède les deux entrées actives simultanément. L'étude AC se simplifie en utilisant le théorème de superposition. Puisque nous savons comment se comporte l'ampli diff avec l'entrée non inverseuse ou avec l'entrée inverseuse, la combinaison de ces deux informations va nous donner la solution.

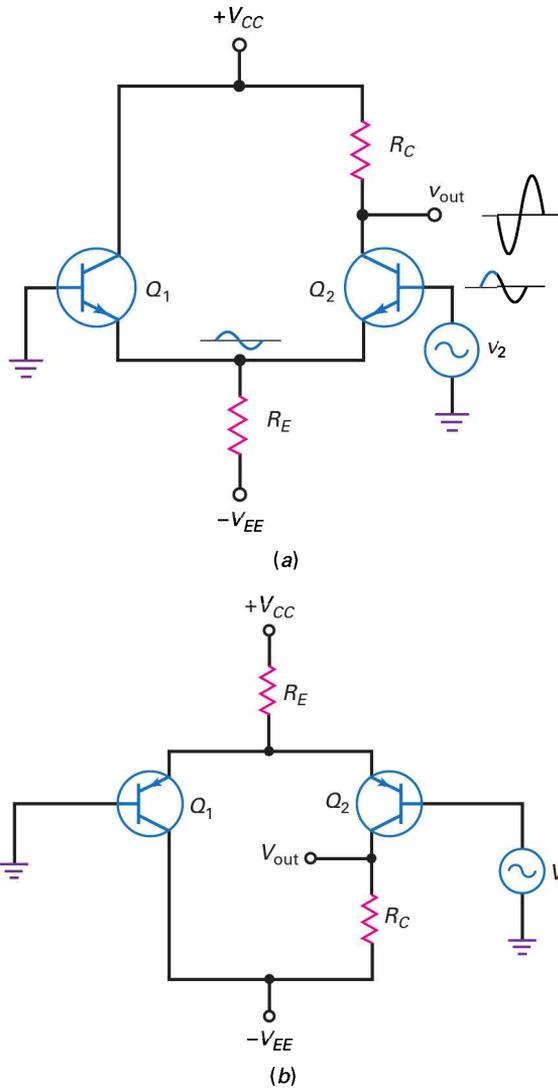


Figure 15.10
 (a) Entrée inverseuse et sortie unique ;
 (b) version pnp.

La tension de sortie pour l'entrée non inverseuse est :

$$v_{\text{out}} = A_v v_1$$

et la tension de sortie pour l'entrée inverseuse est :

$$v_{\text{out}} = -A_v v_2$$

La superposition des deux résultats nous donne la relation pour l'entrée différentielle :

$$v_{\text{out}} = A_v (v_1 - v_2)$$

15.3.6 Tableau des gains en tension

L'encart *À retenir* 15.2 récapitule les gains en tension des différentes configurations. Nous pouvons noter que le gain est maximal dans le cas d'une sortie différentielle. Il est divisé par deux pour une sortie unique. Même avec cette sortie unique, l'entrée peut être inverseuse ou non inverseuse.

À RETENIR 15.2 – Gains en tension de l'amplificateur différentiel

Entrée	Sortie	A	V_{out}
différentielle	différentielle	R_c / r'_e	$A_v(v_1 - v_2)$
différentielle	unique	$R_c / 2r'_e$	$A_v(v_1 - v_2)$
unique	différentielle	R_c / r'_e	$A_v v_1$ ou $-A_v v_2$
unique	unique	$R_c / 2r'_e$	$A_v v_1$ ou $-A_v v_2$

15.3.7 Impédance d'entrée

Dans un étage émetteur commun, l'impédance d'entrée de la base vaut :

$$z_{in} = \beta r'_e$$

Dans un ampli diff, l'impédance d'entrée de l'une ou l'autre base est double :

$$z_{in} = 2\beta r'_e \quad (15.11)$$

L'impédance d'entrée de l'ampli diff est deux fois plus grande car il y a deux résistances d'émetteur r'_e dans le circuit équivalent AC au lieu d'une. La relation (15.11) est valable dans toutes les configurations car le signal AC d'entrée voit les deux résistances d'émetteur AC dans le chemin entre la base et la masse.

Multisim

Question 15.4

Sur la figure 15.11, quelle est la tension AC de sortie ? Si $\beta = 300$, que vaut l'impédance d'entrée de l'ampli diff ?

Réponse Nous avons étudié le circuit équivalent DC dans la question 15.1. Idéalement, 15 V sur la résistance d'émetteur produisent un courant de queue de 2 mA, ce qui signifie un courant dans chaque transistor :

$$I_E = 1 \text{ mA}$$

Maintenant, il est possible de calculer la résistance d'émetteur AC :

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 25 \Omega$$

Le gain en tension vaut :

$$A_v = \frac{5 \text{ k}\Omega}{25 \Omega} = 200$$

La tension AC de sortie est :

$$v_{out} = 200(1 \text{ mV}) = 200 \text{ mV}$$

L'impédance d'entrée de l'amplificateur différentiel vaut :

$$z_{in(\text{base})} = 2(300)(25 \Omega) = 15 \text{ k}\Omega$$

15.4 Avez-vous compris ? Reprendre la question 15.4 en faisant passer R_E à 5 k Ω .

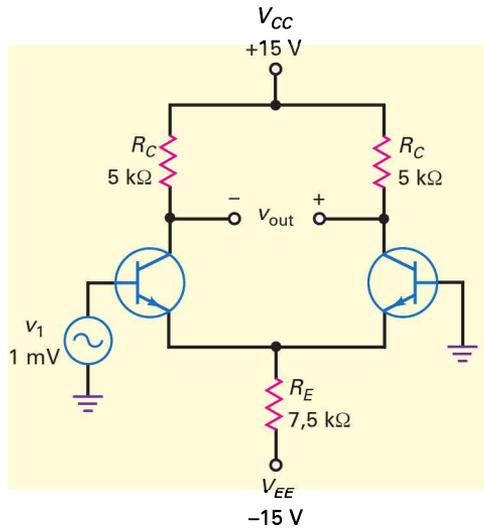


Figure 15.11

Question 15.5

Répondez à la même question en utilisant la deuxième approximation pour calculer le courant émetteur au repos.

Réponse Dans la réponse à la question 15.2, nous avons calculé un courant émetteur DC :

$$I_E = 0,955 \text{ mA}$$

La résistance d'émetteur AC vaut :

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{0,955 \text{ mA}} = 26,2 \Omega$$

Le circuit possède une sortie différentielle, le gain en tension est donc :

$$A_v = \frac{5 \text{ k}\Omega}{26,2 \Omega} = 191$$

La tension AC de sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = 191(1 \text{ mV}) = 191 \text{ mV}$$

et l'impédance d'entrée de l'ampli diff vaut :

$$z_{\text{in (base)}} = 2(300)(26,2 \Omega) = 15,7 \text{ k}\Omega$$

La simulation électronique en prenant le 2N3904 comme transistor donne les résultats suivants :

$$v_{\text{out}} = 172 \text{ mV}$$

$$z_{\text{in (base)}} = 13,4 \text{ k}\Omega$$

La tension de sortie et l'impédance d'entrée trouvées par le simulateur sont légèrement inférieures à nos valeurs calculées. En utilisant les numéros d'identification des transistors, le programme de simulation intègre toutes sortes de paramètres d'ordres supérieurs, cela donne des réponses quasi exactes. C'est pourquoi vous devez utiliser un ordinateur pour avoir une grande précision, autrement gardez les méthodes d'analyse approximative.

III Multisim

Question 15.6

Reprenez la question 15.4 avec $v_2 = 1 \text{ mV}$ et $v_1 = 0$.

Réponse Au lieu de commander l'entrée non inverseuse, nous utilisons l'entrée inverseuse. Théoriquement, la tension de sortie présente la même amplitude 200 mV, mais elle est inversée. L'impédance d'entrée est approximativement 15 k Ω .

Question 15.7

Quelle est la tension de sortie sur la figure 15.12 ? Si $\beta = 300$, quelle est l'impédance d'entrée de l'ampli diff ?

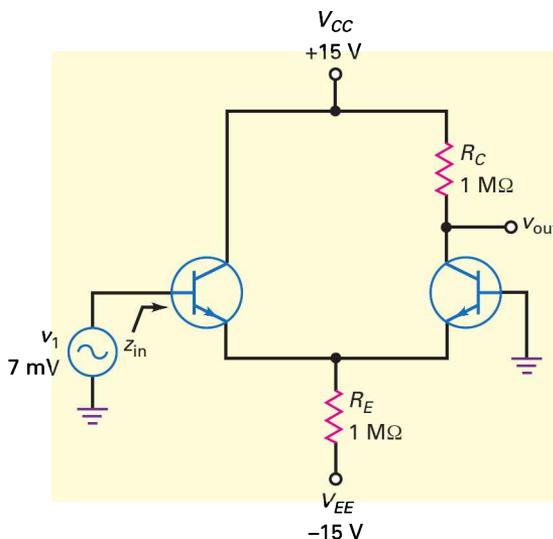


Figure 15.12

Réponse Théoriquement, une tension de 15 V existe sur la résistance d'émetteur et le courant de queue vaut :

$$I_T = \frac{15 \text{ V}}{1 \text{ M}\Omega} = 15 \mu\text{A}$$

Puisque le courant émetteur de chaque transistor est la moitié du courant précédent :

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{7,5 \mu\text{A}} = 3,33 \text{ k}\Omega$$

Le gain en tension de la sortie unique est donc :

$$A_v = \frac{1 \text{ M}\Omega}{2(3,33 \text{ k}\Omega)} = 150$$

La tension AC de sortie est :

$$v_{\text{out}} = 150(7 \text{ mV}) = 1,05 \text{ V}$$

et l'impédance d'entrée de la base est :

$$z_{\text{in}} = 2(300)(3,33 \text{ k}\Omega) = 2 \text{ M}\Omega$$

15.7 Avez-vous compris ? Reprendre la question 15.7 en faisant passer R_E à 500 k Ω .

15.4 Les grandeurs d'entrée de l'ampli opérationnel

L'approximation d'une parfaite symétrie de l'ampli diff est convenable pour beaucoup d'applications. Pour des cas demandant plus de précision, nous ne pouvons plus supposer les deux moitiés parfaitement identiques. Dans les fiches techniques de chaque amplificateur opérationnel, il existe trois grandeurs utilisables pour des études plus précises : le courant de polarisation d'entrée, le courant de décalage d'entrée et la tension de décalage d'entrée.

15.4.1 Le courant de polarisation d'entrée

Dans un ampli op intégré, le gain β_{DC} de chaque transistor du premier étage est légèrement différent, cela entraîne des courants base légèrement distincts (figure 15.13). Le **courant de polarisation d'entrée** $I_{in(pol)}$ (*input bias current*) est la valeur moyenne des courants base DC :

$$I_{in(pol)} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad (15.12)$$

Par exemple, pour $I_{B1} = 90 \text{ nA}$ et $I_{B2} = 70 \text{ nA}$, le courant de polarisation d'entrée vaut :

$$I_{in(pol)} = \frac{90 \text{ nA} + 70 \text{ nA}}{2} = 80 \text{ nA}$$

Dans les amplis op à transistors bipolaires, ce courant est en nanoampères ; pour les amplis op à JFET, il s'exprime en picoampères.

Le courant de polarisation d'entrée traverse les résistances entre les bases et la masse. Ces résistances peuvent être discrètes ou peuvent être les résistances de Thévenin des sources.

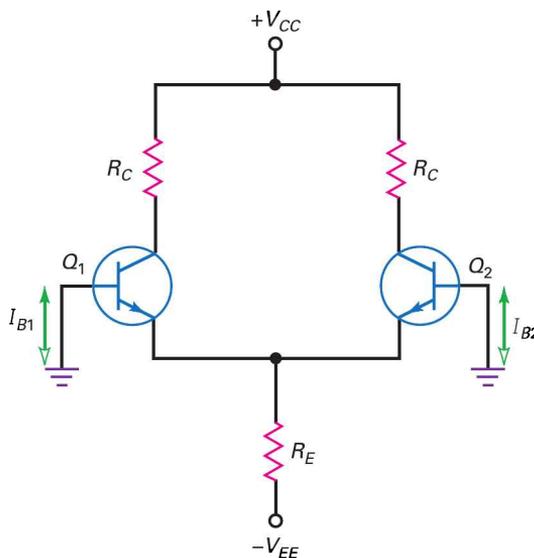


Figure 15.13
Courants base différents.

Bon à Savoir

Un ampli op qui utilise des JFET dans l'amplificateur différentiel d'entrée et des transistors bipolaires pour les étages suivants est appelé un *ampli op bi-FET*.

15.4.2 Le courant de décalage d'entrée

Le **courant de décalage d'entrée** $I_{\text{in(off)}}$ (*input offset current*) est la différence entre les courants base :

$$I_{\text{in(off)}} = I_{\text{B1}} - I_{\text{B2}} \quad (15.13)$$

Cette différence des courants base est une indication sur la ressemblance des transistors. Si ceux-ci sont identiques, ce courant est nul car les courants base sont égaux. Très souvent, les deux transistors sont très légèrement différents et les deux courants base ne sont pas tout-à-fait égaux.

$$\text{Si } I_{\text{B1}} = 90 \text{ nA et } I_{\text{B2}} = 70 \text{ nA} :$$

$$I_{\text{in(off)}} = 90 \text{ nA} - 70 \text{ nA} = 20 \text{ nA}$$

Le transistor Q_1 possède un courant base supérieur de 20 nA à celui du transistor Q_2 . Cela peut poser des problèmes lorsque les résistances de base sont importantes.

15.4.3 Courants base et décalage d'entrée

En combinant les relations (15.12) et (15.13), nous obtenons les expressions suivantes pour les courants base DC :

$$I_{\text{B1}} = I_{\text{in(pol)}} + \frac{I_{\text{in(off)}}}{2} \quad (15.13a)$$

$$I_{\text{B2}} = I_{\text{in(pol)}} - \frac{I_{\text{in(off)}}}{2} \quad (15.13b)$$

Les fiches techniques fournissent $I_{\text{in(pol)}}$ et $I_{\text{in(off)}}$; avec ces expressions, nous pouvons déduire les courants base. Ici, I_{B1} est supposé supérieur à I_{B2} ; dans le cas contraire, nous transposons les relations.

15.4.4 Effet du courant base

Certains amplis diff fonctionnent avec une résistance de base sur un côté seulement (figure 15.14a). En raison de son sens, le courant base traversant la résistance R_B engendre sur l'entrée non inverseuse une tension DC :

$$V_1 = -I_{\text{B1}} R_B$$

Remarque : pour les tensions d'erreur telles que V_1 , les lettres majuscules sont toujours utilisées. Pour des raisons de simplicité, nous traiterons V_1 comme une valeur absolue. Ces tensions ont le même effet que les tensions d'entrée authentiques. Nous remarquons sur la figure 15.14a que l'amplification des tensions d'erreurs produit un signal indésirable V_{err} à la sortie.

Par exemple, si la fiche technique indique $I_{\text{in(pol)}} = 80 \text{ nA}$ et $I_{\text{in(off)}} = 20 \text{ nA}$, les relations (15.13a) et (15.13b) donnent :

$$I_{\text{B1}} = 80 \text{ nA} + \frac{20 \text{ nA}}{2} = 90 \text{ nA}$$

$$I_{\text{B2}} = 80 \text{ nA} - \frac{20 \text{ nA}}{2} = 70 \text{ nA}$$

Si $R_B = 1 \text{ k}\Omega$, l'entrée non inverseuse subit une tension d'erreur de :

$$V_1 = (90 \text{ nA})(1 \text{ k}\Omega) = 90 \text{ }\mu\text{V}$$

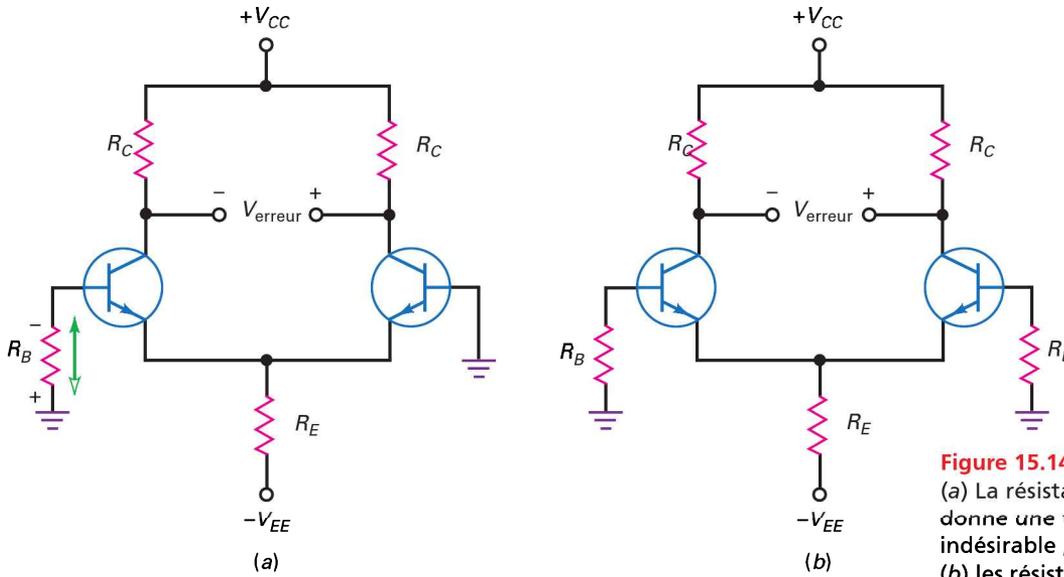


Figure 15.14
 (a) La résistance de base donne une tension d'entrée indésirable ;
 (b) les résistances de base identiques sur chaque entrée réduit la tension d'erreur.

15.4.5 Effet du courant de décalage d'entrée

Pour réduire la tension d'erreur à la sortie, nous pouvons utiliser deux résistances de base identiques de chaque côté de l'ampli diff, comme nous le voyons sur la figure 15.15b. Dans ces conditions, le signal différentiel à l'entrée vaut :

$$V_{in} = I_{B1}R_B - I_{B2}R_B = (I_{B1} - I_{B2})R_B$$

ou

$$V_{in} = I_{in(off)}R_B \quad (15.14)$$

Or le courant $I_{in(off)}$ est généralement inférieur au quart du courant $I_{in(pol)}$; l'erreur à l'entrée est inférieure avec des résistances de base identiques, et très souvent les concepteurs insèrent ces résistances de chaque côté de l'ampli diff (figure 15.14b).

À titre d'exemple, si $I_{in(pol)} = 80 \text{ nA}$ et $I_{in(off)} = 20 \text{ nA}$, alors une résistance de base de $1 \text{ k}\Omega$ donne une tension d'erreur à l'entrée :

$$V_{in} = (20 \text{ nA})(1 \text{ k}\Omega) = 20 \text{ }\mu\text{V}$$

15.4.6 Tension de décalage d'entrée

Quand un ampli diff est le premier étage d'un ampli op, les deux moitiés sont « presque » parfaitement identiques. Pour commencer, les deux résistances de collecteur peuvent être un peu différentes comme sur la figure 15.15a ; une tension d'erreur apparaît alors à la sortie.

Une autre source d'erreur est la différence entre les courbes V_{BE} de chaque transistor (figure 15.15b). Pour deux courants identiques dans les transistors, elles sont légèrement décalées ; il existe une différence entre les deux tensions V_{BE} qui s'ajoute à la tension d'erreur. En plus de la résistance R_C et de la tension V_{BE} , d'autres paramètres des transistors sont un peu différents pour chaque moitié de l'ampli.

La **tension de décalage d'entrée** est la tension qui, appliquée à l'entrée d'un amplificateur différentiel parfait, produirait la même tension d'erreur à la sortie. Elle s'exprime par la relation (15.15).

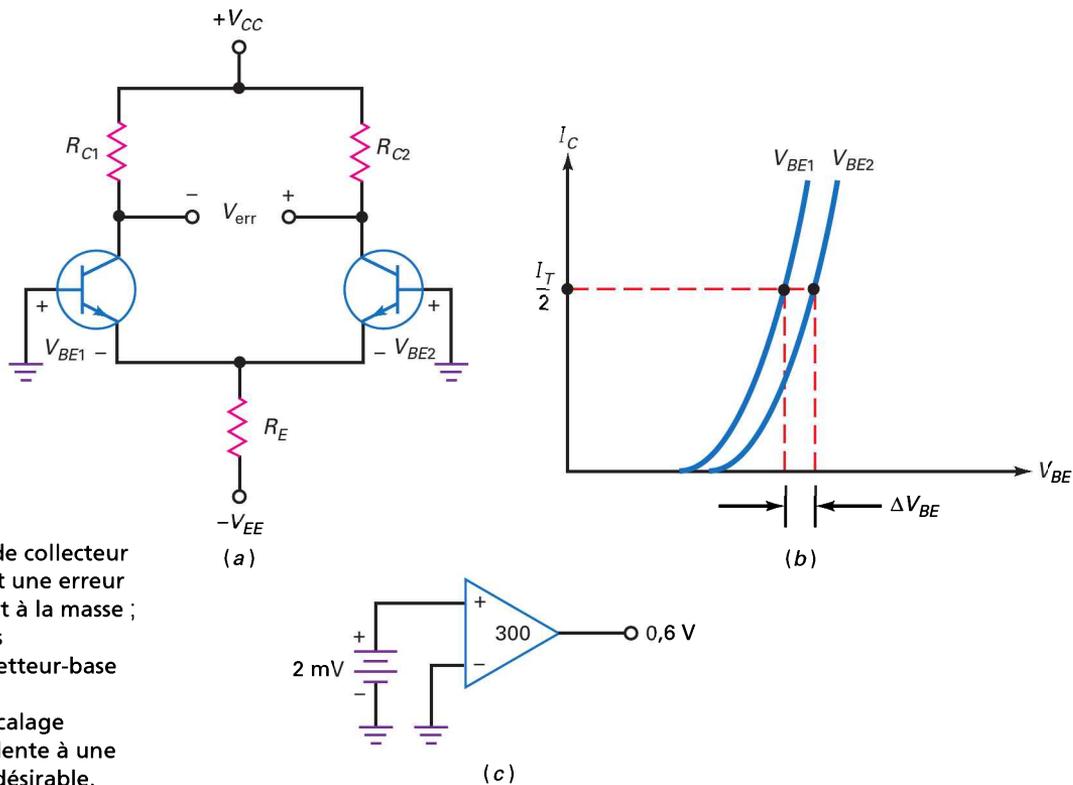


Figure 15.15
 (a) Des résistances de collecteur différentes donnent une erreur quand les bases sont à la masse ;
 (b) la différence des caractéristiques émetteur-base ajoute une erreur ;
 (c) la tension de décalage d'entrée est équivalente à une tension d'entrée indésirable.

$$V_{in(off)} = \frac{V_{err}}{A_v} \tag{15.15}$$

Dans la relation précédente, la tension V_{err} ne contient pas les effets de polarisation d'entrée et du courant de décalage, car les bases sont mises à la masse pour effectuer sa mesure.

Pour un ampli diff présentant une tension d'erreur à la sortie égale à 0,6 V avec un gain en tension 300, la tension de décalage d'entrée est :

$$V_{in(off)} = \frac{0,6 \text{ V}}{300} = 2 \text{ mV}$$

La figure 15.15c est l'illustration ; une tension de décalage 2 mV appliquée à un ampli diff de gain en tension 300 produit une tension d'erreur à la sortie égale à 0,6 V.

15.4.7 Effets combinés

D'après la figure 15.16, la tension de sortie est la superposition de toutes les contributions à l'entrée. Tout d'abord, il y a la tension AC d'entrée idéale :

$$v_{in} = v_1 - v_2$$

C'est ce que nous voulons ; c'est la tension venant des deux sources, elle est amplifiée pour donner la tension AC de sortie désirée :

$$v_{out} = A_v(v_1 - v_2)$$

Ensuite, il y a les trois erreurs DC indésirables. D'après les relations (15.13a) et (15.13b), nous en déduisons ces expressions :

$$V_{1\text{err}} = (R_{B1} - R_{B2})I_{\text{in(pol)}} \quad (15.16)$$

$$V_{2\text{err}} = (R_{B1} + R_{B2}) \frac{I_{\text{in(off)}}}{2} \quad (15.17)$$

$$V_{3\text{err}} = I_{\text{in(off)}} \quad (15.18)$$

L'avantage dans ces formules est l'utilisation des grandeurs $I_{\text{in(pol)}}$ et $I_{\text{in(off)}}$ fournies par les fiches techniques. Ces trois tensions d'erreur sont amplifiées pour donner à la sortie la tension d'erreur :

$$V_{\text{err}} = A_v (V_{1\text{err}} + V_{2\text{err}} + V_{3\text{err}}) \quad (15.19)$$

Souvent, V_{err} peut être ignorée, cela dépend de l'application considérée. Concrètement, si nous réalisons un amplificateur différentiel, V_{err} ne doit pas être importante. C'est seulement lorsque nous devons concevoir des amplis continus de précision que V_{err} doit être prise en compte.

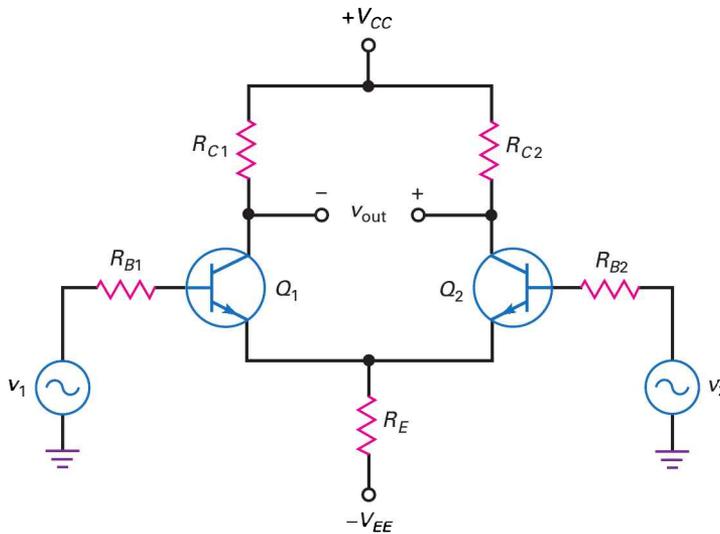


Figure 15.16
Sortie d'un ampli diff incluant
les tensions d'erreurs.

15.4.8 Résistances de base égales

Quand les erreurs de polarisation et de décalage ne peuvent être ignorées, il existe des remèdes. Comme déjà mentionné, l'une des premières choses à faire est l'utilisation de résistances de base égales : $R_{B1} = R_{B2} = R_B$. Cela rééquilibre les deux parties de l'ampli diff car les relations (15.16) à (15.19) deviennent :

$$V_{1\text{err}} = 0 \quad V_{2\text{err}} = R_B I_{\text{in(off)}} \quad V_{3\text{err}} = I_{\text{in(off)}}$$

Si d'autres compensations sont nécessaires, la meilleure approche consiste à utiliser les *circuits d'annulation* proposés dans la notice technique. Les constructeurs optimisent ces circuits qui sont utilisés si la tension d'erreur à la sortie pose problème. Nous envisagerons des circuits d'annulation de la tension d'erreur à la sortie dans un prochain chapitre.

15.4.9 Conclusion

L'encart *À retenir* 15.3 résume les sources de la tension d'erreur à la sortie. Dans la plupart des applications, cette tension est suffisamment faible pour être ignorée ou non

significative. Dans les applications de précision pour lesquelles la tension continue de sortie est déterminante, certains circuits d'annulation éliminent les contributions de la polarisation d'entrée et du décalage. Classiquement, les concepteurs annulent la tension d'erreur de sortie avec les méthodes suggérées dans les fiches techniques.

À RETENIR 15.3 – Sources de la tension d'erreur de sortie

Description	Cause	Solution
Courant de polarisation d'entrée	Tension sur la résistance unique R_B	Utiliser deux résistances R_B identiques, une de chaque côté
Courant de décalage d'entrée	Gains en courant différents	Propositions de la fiche technique
Tension d'entrée de décalage	Résistances R_C et tensions V_{BE} différentes	Propositions de la fiche technique

Question 15.8

L'ampli diff de la figure 15.17 possède $A_v = 200$; $I_{in(pol)} = 3 \mu A$; $I_{in(off)} = 0,5 \mu A$; $V_{in(off)} = 1 mV$. Quelle est la tension d'erreur à la sortie ? Que devient-elle avec deux résistances de base identiques ?

Réponse Avec les relations (15.16) à (15.18) :

$$V_{1err} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(pol)} = (1 k\Omega)(3 \mu A) = 3 mV$$

$$V_{2err} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2} = (1 k\Omega)(0,25 \mu A) = 0,25 mV$$

$$V_{3err} = I_{in(off)} = 1 mV$$

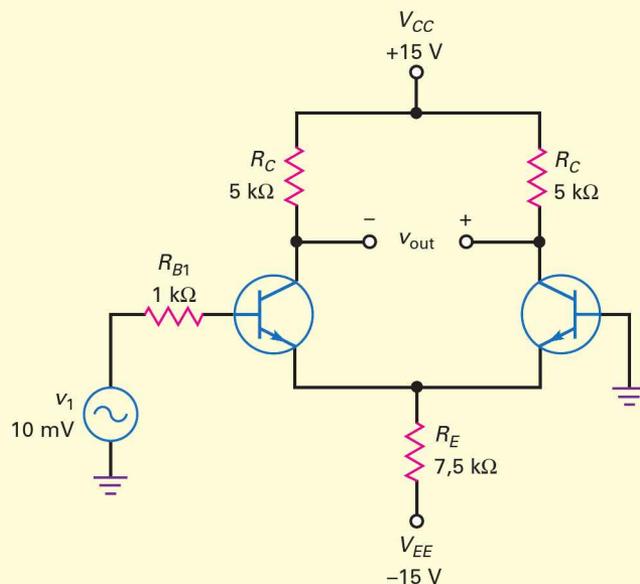


Figure 15.17

La tension d'erreur à la sortie vaut :

$$V_{\text{err}} = 200(3 \text{ mV} + 0,25 \text{ mV} + 1 \text{ mV}) = 850 \text{ mV}$$

L'introduction d'une autre résistance de base $1 \text{ k}\Omega$ sur l'entrée inverseuse donne :

$$V_{1\text{err}} = 0$$

$$V_{2\text{err}} = R_B I_{\text{in(off)}} = (1 \text{ k}\Omega)(0,5 \mu\text{A}) = 0,5 \text{ mV}$$

$$V_{3\text{err}} = I_{\text{in(off)}} = 1 \text{ mV}$$

La tension d'erreur à la sortie est devenue :

$$V_{\text{err}} = 200(0,5 \text{ mV} + 1 \text{ mV}) = 300 \text{ mV}$$

15.8 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 15.17. Quelle est la tension d'erreur à la sortie si l'ampli diff a un gain en tension de 150 ?

Question 15.9

L'ampli diff de la figure 15.18 possède $A_v = 300$; $I_{\text{in(pol)}} = 80 \text{ nA}$; $I_{\text{in(off)}} = 20 \text{ nA}$; $V_{\text{in(off)}} = 5 \text{ mV}$. Quelle est la tension d'erreur à la sortie ?

Réponse Le circuit possède des résistances de base identiques. Avec les relations vues précédemment, nous avons :

$$V_{1\text{err}} = 0$$

$$V_{2\text{err}} = (10 \text{ k}\Omega)(20 \text{ nA}) = 0,2 \text{ mV}$$

$$V_{3\text{err}} = 5 \text{ mV}$$

La tension d'erreur totale à la sortie est :

$$V_{\text{err}} = 300(0,2 \text{ mV} + 5 \text{ mV}) = 1,56 \text{ V}$$

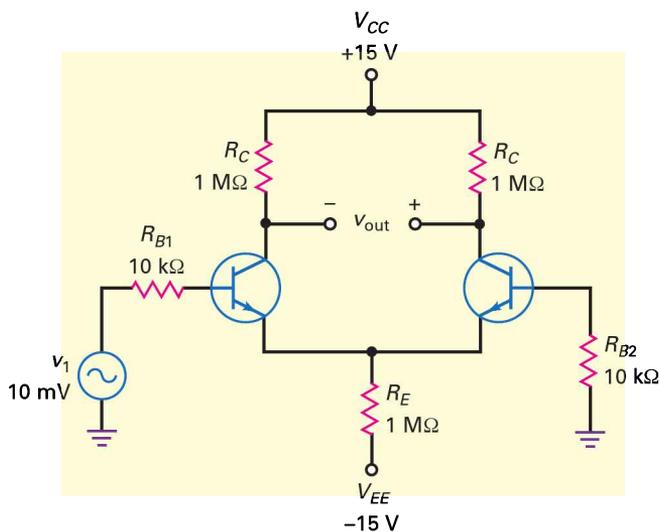


Figure 15.18

15.9 Avez-vous compris ? Reprendre la question 15.9 avec $I_{\text{in(off)}} = 10 \text{ nA}$.

15.5 Gain mode commun

La figure 15.19a représente un montage à entrées différentielles et à sortie unique. Chaque base reçoit la même tension d'entrée $v_{in(MC)}$, le **signal mode commun**. Si l'ampli diff est parfaitement symétrique, il n'y a pas de tension de sortie car avec ce type de signal $v_1 = v_2$; sinon, il y a une petite tension AC de sortie.

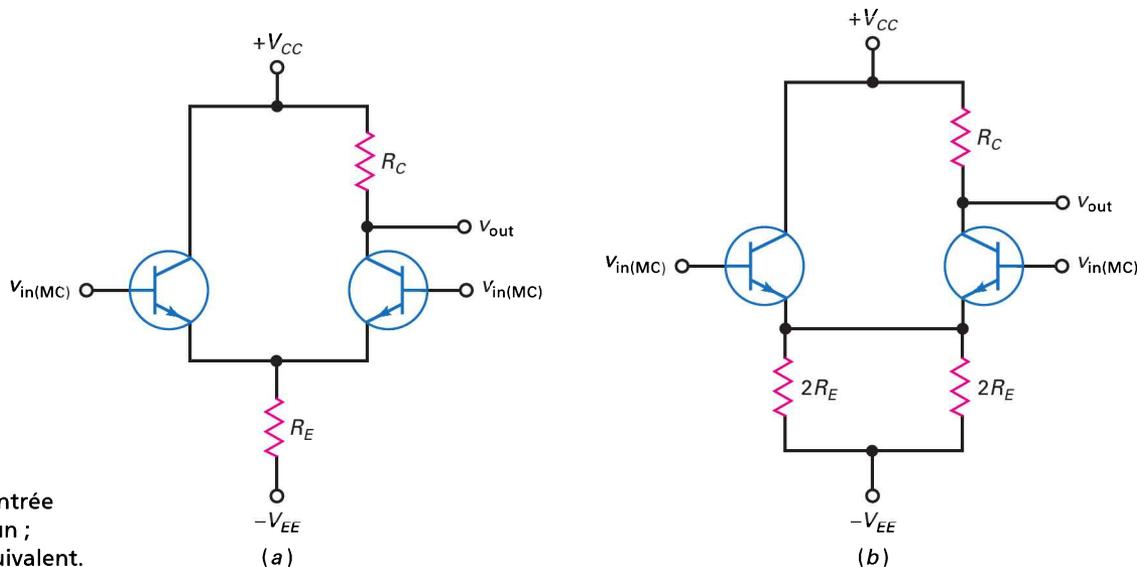


Figure 15.19
 (a) Signal d'entrée mode commun ;
 (b) circuit équivalent.

Sur la figure 15.19a, les mêmes tensions sont appliquées sur l'entrée inverseuse et l'entrée non inverseuse. Personne ne voudrait utiliser l'ampli diff de cette façon car la tension de sortie est théoriquement nulle. Nous envisageons ce type d'entrée car la plupart des signaux DC, interférences et autres sortes de signaux parasites, sont des signaux mode commun.

Voici comment un signal mode commun apparaît : les fils connectés à l'entrée des bases jouent le rôle de petites antennes. Si l'ampli diff fonctionne dans un environnement électromagnétique fortement perturbé, chaque petite antenne de base collecte un signal indésirable. Mais l'ampli diff n'amplifie pas ces signaux mode commun, c'est la raison de son succès, il n'amplifie pas les signaux mode commun perturbateurs.

Voici une méthode simple pour déterminer le gain en tension en mode commun. Nous redessinons le circuit selon la figure 15.19b. Puisque la même tension $v_{in(MC)}$ est appliquée simultanément sur les deux entrées, il n'existe presque pas de courant dans la connexion entre les émetteurs. Nous pouvons donc enlever celle-ci et obtenir le circuit représenté par la figure 15.20.

En mode commun, le côté droit du circuit est équivalent à un ampli EC fortement stabilisé. Puisque la résistance R_E est largement plus grande que la résistance r'_e , le gain stabilisé est approximativement :

$$A_{v(MC)} = \frac{R_C}{2R_E} \quad (15.20)$$

Avec les valeurs courantes des résistances R_C et R_E , le gain en tension mode commun est inférieur à 1.

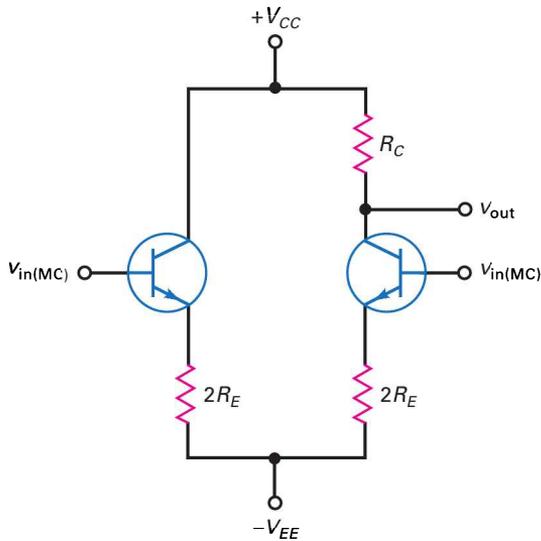


Figure 15.20
En entrée mode commun, le côté droit se comporte comme un ampli stabilisé.

15.5.1 Taux de réjection mode commun

Le **taux de réjection mode commun (CMRR : Common-Mode Rejection Ratio)** est le gain en tension divisé par le gain en tension mode commun. Soit :

$$\text{CMRR} = \frac{A_v}{A_{v(\text{MC})}} \quad (15.21)$$

Par exemple, si $A_v = 200$ et $A_{v(\text{MC})} = 0,5$, alors $\text{CMRR} = 400$.

Plus CMRR est grand, mieux c'est ; un grand CMRR signifie que l'ampli diff amplifie le signal désiré et élimine le signal mode commun.

Les fiches techniques spécifient généralement le CMRR en décibels selon la relation suivante :

$$\text{CMRR}_{\text{dB}} = 20 \log \text{CMRR} \quad (15.22)$$

Par exemple, si $\text{CMRR} = 400$:

$$\text{CMRR}_{\text{dB}} = 20 \log 400 = 52 \text{ dB}$$

Question 15.10

Multisim

D'après la figure 15.21, quel est le gain en tension mode commun ? Quelle est la tension de sortie ?

Réponse Selon la relation (15.20) :

$$A_{v(\text{MC})} = \frac{1 \text{ M}\Omega}{2 \text{ M}\Omega} = 0,5$$

La tension de sortie est :

$$v_{\text{out}} = 0,5(1 \text{ mV}) = 0,5 \text{ mV}$$

On voit que l'ampli diff atténue (affaiblit) le signal mode commun plutôt que de l'amplifier.

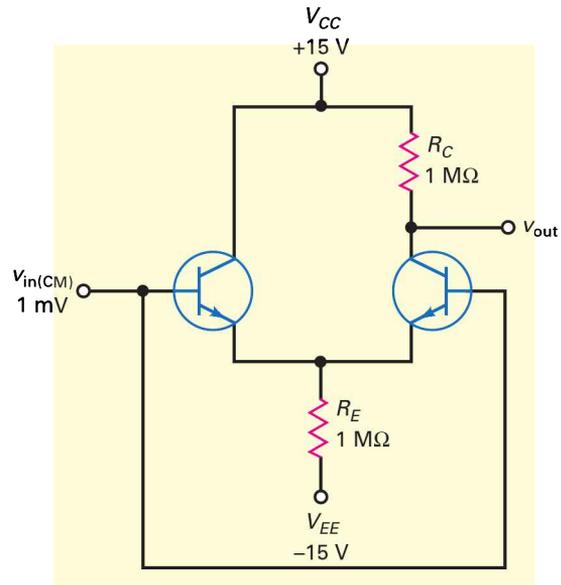


Figure 15.21

15.10 Avez-vous compris ? Reprendre la question 15.10 en faisant passer R_E à $2 \text{ M}\Omega$.

Question 15.11

D'après la figure 15.22, $A_v = 150$, $A_{v(\text{MC})} = 0,5$ et $v_{\text{in}} = 1 \text{ mV}$. Si les connexions de base captent un signal mode commun d'amplitude 1 mV , que vaut la tension de sortie ?

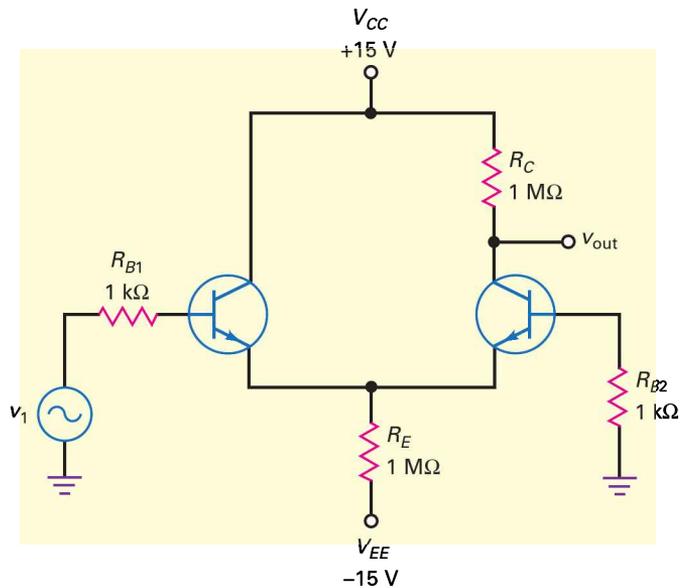


Figure 15.22

Réponse L'entrée reçoit deux composantes, le signal utile et le signal mode commun. Les deux ont la même amplitude. Le signal désiré est amplifié et donne à la sortie une tension :

$$v_{\text{out}1} = 150(1 \text{ mV}) = 150 \text{ mV}$$

Le signal mode commun est atténué et donne une sortie :

$$v_{\text{out}2} = 0,5(1 \text{ mV}) = 0,5 \text{ mV}$$

Le signal de sortie est la somme des deux composantes :

$$v_{\text{out}} = v_{\text{out}1} + v_{\text{out}2}$$

La sortie contient deux composantes, mais le signal utile est 300 fois plus grand que le signal parasite.

Cet exemple illustre l'utilité de l'ampli diff à l'entrée d'un ampli op, il atténue les signaux parasites. C'est un avantage important par rapport à l'ampli émetteur commun classique qui amplifie de la même manière les signaux parasites captés et le signal utile.

15.11 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 15.22 en faisant passer A_v à 200. Que devient la tension de sortie ?

Question 15.12

Le 741 est un ampli op avec $A_v = 200\,000$ et $\text{CMRR}_{\text{dB}} = 90 \text{ dB}$. Quel est le gain en tension mode commun ? Si le signal utile et le signal mode commun sont tous les deux $1 \mu\text{V}$, quelle est la tension de sortie ?

Réponse

$$\text{CMRR} = \exp \frac{90 \text{ dB}}{20} = 31\,600$$

En structurant la relation (15.21) :

$$A_{v(\text{CM})} = \frac{A_v}{\text{CMRR}} = \frac{200\,000}{31\,600} = 6,32$$

La composante utile de la sortie vaut :

$$v_{\text{out}1} = 200\,000(1 \mu\text{V}) = 0,2 \text{ V}$$

La sortie mode commun est :

$$v_{\text{out}2} = 6,32(1 \mu\text{V}) = 6,32 \mu\text{V}$$

La sortie utile est beaucoup plus importante que la sortie mode commun.

15.12 Avez-vous compris ? Reprendre la question 15.12 avec un gain de l'ampli op de 100 000.

15.6 Circuits intégrés

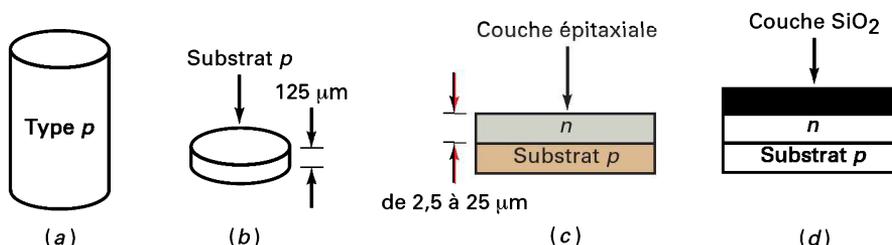
L'invention des **circuits intégrés (CI)** en 1959 a été une étape majeure car les composants ne sont plus discrets mais *intégrés*. Cela signifie qu'ils sont produits et connectés pendant le processus de fabrication sur une seule *puce* : un petit morceau de matériau semi-conducteur. Les composants étant microscopiques, le constructeur peut en placer des milliers dans l'espace occupé par un seul transistor discret.

Ce qui suit est une brève description de la fabrication des CI. Les procédés réels sont beaucoup plus complexes, mais cette description simplifiée vous donnera une idée du principe de la réalisation des circuits intégrés.

15.6.1 Concept fondamental

Tout d'abord, le constructeur réalise un cristal p de plusieurs dizaines de centimètres de long (figure 15.23a). Il le découpe en beaucoup de *tranches* comme celle représentée par la figure 15.23b. Un côté de la tranche est rodé et poli pour enlever toutes les imperfections superficielles. Cette tranche s'appelle le substrat p , et sert de support pour les composants intégrés. Ensuite elle est introduite dans un four et on fait passer au-dessus d'elle un mélange gazeux d'atomes de silicium et d'impuretés pentavalentes. Cela forme une fine couche de semi-conducteur n sur la surface chaude du substrat appelée *couche épitaxiale*. Cette dernière a une épaisseur qui peut aller de 2,5 μm à 25 μm (figure 15.23c).

Figure 15.23
(a) Cristal p ;
(b) tranche ;
(c) couche épitaxiale ;
(d) couche isolante.



Pour empêcher toute contamination de la couche épitaxiale, de l'oxygène pur est envoyé sur sa surface ; les atomes d'oxygène se combinent aux atomes de silicium pour former une couche superficielle de dioxyde de silicium (SiO_2), comme nous le voyons sur la figure 15.23d. Cette couche semblable au verre isole la surface et empêche toute réaction chimique, cette opération de protection s'appelle la *passivation*.

La tranche est ensuite quadrillée en motifs rectangulaires (figure 15.24), chaque motif sera une puce après la découpe de la tranche. Mais avant ceci, le constructeur réalise des centaines de circuits sur la tranche, un par motif. Le faible coût des circuits intégrés vient de cette production simultanée et massive.

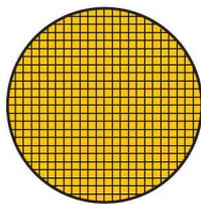


Figure 15.24
Quadrillage de la tranche en puces.

Voici le mode de fabrication d'un transistor intégré : une partie du SiO_2 est photo-gravée, découvrant la couche épitaxiale (figure 15.25a). On met la tranche dans un four pour effectuer une diffusion d'atomes trivalents dans la couche épitaxiale. La concentration des atomes trivalents introduite est suffisante pour transformer la partie exposée de type n en type p . Donc, on obtient un caisson de matériau n en dessous de la couche de SiO_2 restante (figure 15.25b). On repasse ensuite de l'oxygène pour reformer complètement la couche isolante (figure 15.25c).

On grave maintenant un trou au centre de la couche de SiO_2 ; ce trou appelé *fenêtre* découvre une partie de l'épitaxie n , ce qui reste protégé sera le collecteur du transistor (figure 15.25d).

Pour réaliser la base, on injecte des atomes trivalents par la fenêtre, ils diffusent et forment le caisson de matériau p (figure 15.25e). Ensuite, on reforme la couche d'oxyde en faisant passer de l'oxygène au-dessus de la tranche (figure 15.25f).

Pour réaliser l'émetteur, on grave une fenêtre dans la couche d'isolant pour découvrir une partie du caisson p (figure 15.25g). La diffusion d'atomes pentavalents permet de réaliser le caisson n qui sera l'émetteur (figure 15.25h).

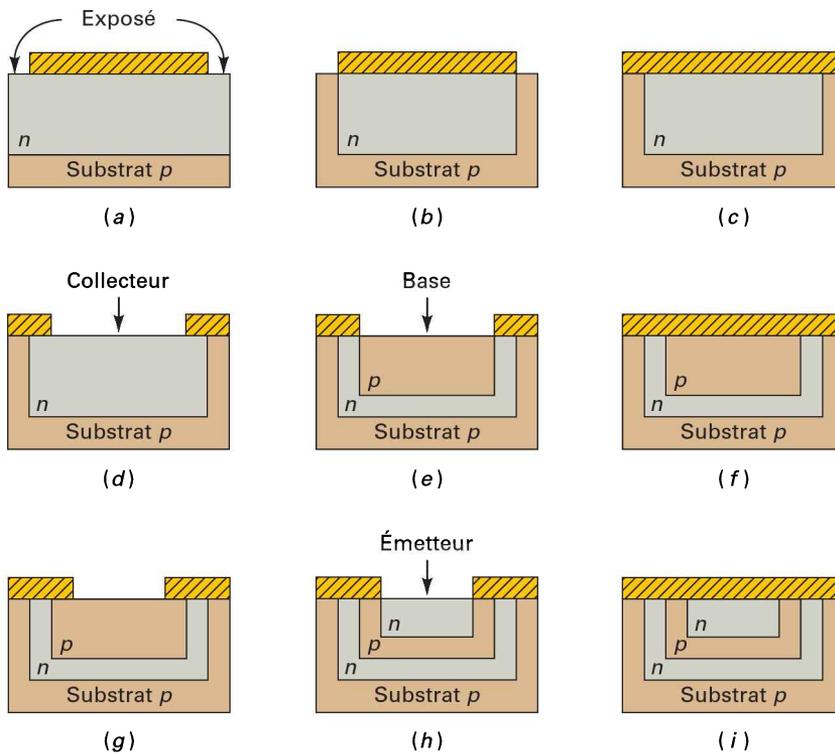


Figure 15.25
Étapes de la réalisation
d'un transistor.

Ensuite, on passive toute la structure en faisant passer de l'oxygène au-dessus de la tranche (figure 15.25i). En gravant des fenêtres et en déposant du métal, on effectue les contacts de l'émetteur, de la base et du collecteur, cela donne le transistor intégré de la figure 15.26a.

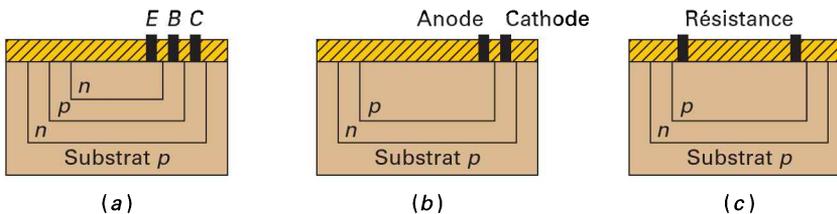


Figure 15.26
Composants intégrés.
(a) Transistor ;
(b) diode ;
(c) résistance.

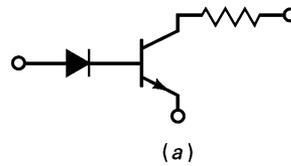
Pour réaliser une diode, on exécute les mêmes étapes jusqu'à la formation du caisson p et sa protection (figure 15.25f). Ensuite, on ouvre les fenêtres sur les caissons p et n pour déposer le métal des contacts d'anode et de cathode de la diode intégrée (figure 15.26b). Pour obtenir une résistance, on ouvre deux fenêtres sur le caisson p (figure 15.25f) pour établir les deux contacts de la résistance intégrée (figure 15.26c).

La réalisation sur une puce de transistors, diodes et résistances est facile. C'est pour cela que tous les circuits intégrés utilisent ces composants. L'intégration de bobines et de gros condensateurs sur une puce n'est pas facilement réalisable.

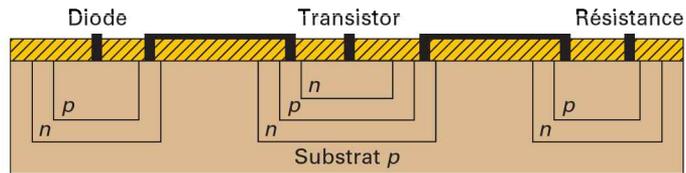
15.6.2 Un exemple simple

Pour se faire une idée de la réalisation d'un CI, examinons le circuit élémentaire à trois composants représenté sur la figure 15.27a. Pour fabriquer ce circuit, on en produit plusieurs centaines sur la même tranche. Chaque puce ressemble au dessin de la figure 15.27b. La fabrication de la résistance et de la diode suit les étapes

décrites précédemment. Ensuite, on implante l'émetteur, puis on réalise les fenêtres pour déposer le métal des contacts et des connexions entre la diode, le transistor et la résistance selon la figure 15.27b.



(a)



(b)

Figure 15.27
CI simple.

Aussi compliqué que puisse être un circuit, sa réalisation consiste principalement à ouvrir des fenêtres, former des caissons n ou p et relier les composants intégrés. Le substrat p isole ces derniers les uns des autres. D'après la figure 15.27b, il existe une zone désertée entre le substrat p et les trois caissons n . Cette zone étant dépourvue de porteurs, les composants intégrés se trouvent séparés les uns des autres grâce à un *isolement par désertion*.

15.6.3 Types de circuits intégrés

On appelle les circuits intégrés décrits ci-dessus des **circuits intégrés monolithiques**. Le mot *monolithique* est d'origine grecque, il signifie « d'une pierre ». Ce mot convient bien car les composants font partie d'une puce. Les CI monolithiques sont les plus courants ; depuis leur invention, les constructeurs en ont fabriqué de toutes sortes pour réaliser toutes les fonctions possibles.

Les types disponibles dans le commerce sont utilisés comme amplificateurs, régulateurs de tension, protecteurs contre les surtensions, récepteurs MA, circuits de télévision et d'ordinateurs. Cependant, le CI monolithique est limité en puissance, son volume comparable à celui d'un petit transistor discret le confine dans les applications de faible puissance.

Pour les applications de plus forte puissance, il existe des CI plus volumineux tout en restant plus petits que les circuits discrets, ce sont les CI à couches minces et les CI à couches épaisses. Dans ceux-ci, les composants passifs tels que résistances et capacités sont intégrés alors que les diodes et les transistors sont connectés comme des composants discrets. Les circuits intégrés à couches minces ou à couches épaisses disponibles actuellement dans le commerce sont des combinaisons de composants discrets et intégrés.

Pour les applications en plus hautes puissances, il existe les **circuits intégrés hybrides**. Ils combinent les CI monolithiques avec les CI à couches minces ou épaisses. Ils sont largement utilisés dans l'amplification audio pour des puissances allant de 5 W à plus de 50 W.

15.6.4 Niveaux d'intégration

La figure 15.27b donne un exemple d'intégration à petite échelle (SSI : *Small-Scale Integration*), quelques composants sont intégrés pour réaliser le circuit. Par convention, l'intégration est à petite échelle si moins de 12 composants intégrés constituent le circuit complet. La plupart de ces CI comprennent des diodes, des transistors et des résistances.

L'intégration est à moyenne échelle (MSI : *Medium-Scale Integration*) si le circuit comporte de 12 à 100 composants intégrés par puce. Les transistors peuvent être bipolaires ou MOSFET, cependant la plupart des CI à moyenne échelle sont constitués de transistors bipolaires.

L'intégration à grande échelle (LSI : *Large-Scale Integration*) concerne les circuits avec plus d'une centaine de composants par puce. Puisque la réalisation d'un transistor MOS demande moins d'étapes que celle d'un transistor bipolaire, les constructeurs mettent plus de composants par puce.

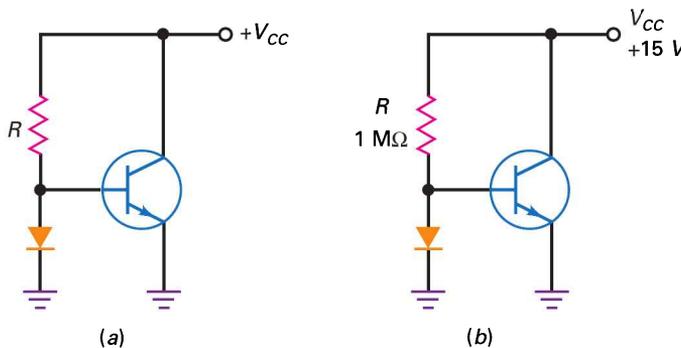
L'intégration à très grande échelle (VLSI : *Very Large Scale Integration*) qualifie l'intégration de milliers (ou de centaines de milliers) de composants. Toutes les puces modernes sont en VLSI.

Finalement, il y a l'intégration à ultra-grande échelle (ULSI : *Ultra Large Scale Integration*) où plus d'un million de composants sont intégrés dans la même puce. Différentes versions de microprocesseurs ont été développés, qui contiennent plus d'un milliard de composants internes. La croissance exponentielle, souvent appelée loi de Moore, est remise en question. Mais de nouvelles technologies, comme les nanotechnologies et des procédés de fabrication redéfinis devraient permettre la poursuite de cette croissance.

15.7 Le miroir de courant

Avec les CI, il existe des moyens d'augmenter le gain en tension et le CMRR d'un ampli diff. La figure 15.28a représente une **diode de compensation** en parallèle avec la diode émetteur du transistor. Le courant à travers la résistance est donné par :

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \quad (15.23)$$



Bon à Savoir

Le concept de miroir de courant est utilisé dans les amplificateurs push-pull de classe B, dans lesquels les diodes de compensation du côté base évoluent comme les jonctions base-émetteur des transistors push-pull.

Figure 15.28
Le miroir de courant.

Si la diode de compensation et la diode émetteur ont la même courbe courant-tension, le courant collecteur est égal au courant dans la résistance :

$$I_C = I_R \quad (15.24)$$

On appelle le circuit représenté par la figure 15.28a un **miroir de courant**, le courant collecteur est l'image dans un miroir du courant dans la résistance. Dans les circuits intégrés, il est relativement facile d'avoir les mêmes caractéristiques pour la diode de compensation et la diode émetteur car les deux composants sont sur la même puce. Les miroirs de courant sont utilisés en sources de courant ou en charges actives dans la conception des amplis op intégrés.

15.7.1 Le miroir de courant : source du courant de queue

Avec un ampli diff à sortie unique, le gain en tension est $R_C/2r'_e$ et le gain mode commun est $R_C/2R_E$. Le taux de réjection mode commun est le rapport de ces deux gains :

$$\text{CMRR} = \frac{R_E}{r'_e}$$

Plus grande sera la résistance R_E , plus important sera le CMRR.

Une méthode pour obtenir une résistance équivalente à R_E très grande consiste à fournir le courant de queue par un miroir de courant (figure 15.29). Le courant traversant la diode de compensation vaut :

$$I_R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{R} \quad (15.25)$$

et le miroir de courant impose le même courant de queue pour l'ampli diff. Le transistor Q_4 se comporte comme une source de courant, il possède une très grande impédance de sortie. Par conséquent, la résistance équivalente R_E de l'ampli diff vaut des centaines de mégohms, ce qui augmente considérablement le CMRR. Notez que dans la figure 15.29, Q_3 est présenté comme une diode. C'est parce que la base et le collecteur du transistor Q_3 sont reliés, ce qui le fait fonctionner comme une diode.

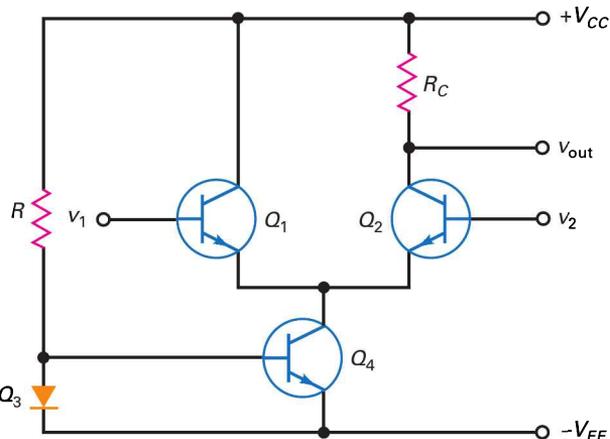


Figure 15.29
Polarisation par miroir
de courant.

15.7.2 La charge active

$R_C/2r'_e$ est le gain en tension d'un ampli diff à sortie unique ; plus la résistance R_C est grande, plus le gain est important. La figure 15.30 montre un miroir de courant utilisé en **charge active**. Puisque le transistor Q_6 est une source *pnp* de courant, le transistor Q_2 voit pour résistance de collecteur plusieurs centaines de mégohms. Le gain en tension est beaucoup plus grand qu'avec une résistance ordinaire. Le montage en charge active comme celui-ci est caractéristique des amplis opérationnels.

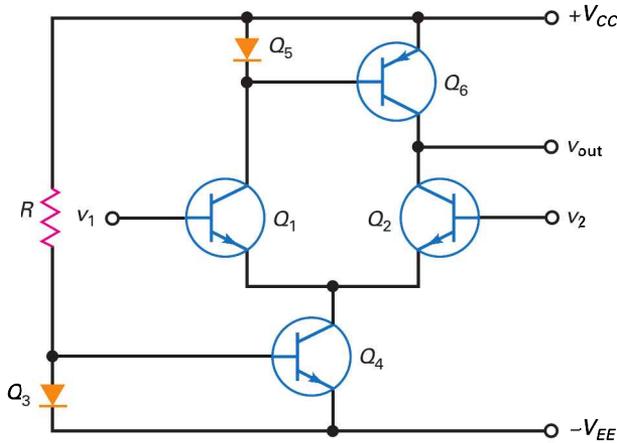


Figure 15.30
Le miroir de courant
en charge active.

15.8 L'ampli différentiel chargé

Dans l'étude précédente, nous n'avons pas utilisé de charge. Dans le cas où elle est présente, l'analyse devient nettement plus compliquée, spécialement si la sortie est différentielle.

Sur la figure 15.31a, nous voyons une sortie différentielle avec une résistance de charge entre les collecteurs. Il y a plusieurs méthodes pour évaluer son influence sur la tension de sortie. Avec l'équation des mailles de Kirchhoff, vous tombez sur un problème très ardu. Mais avec le théorème de Thévenin, la difficulté s'évanouit rapidement.

Voici comment il faut faire : en ouvrant la résistance de charge dans la figure 15.31a, la tension de Thévenin est la même que la tension de sortie v_{out} calculée précédemment. La résistance de Thévenin entre les bornes AB vaut $2R_C$ car toutes les sources sont annulées (*Remarque* : les deux transistors sont des sources de courant, donc les annuler revient à les ouvrir).

La figure 15.31b représente le circuit de Thévenin équivalent ; la tension v_{out} est celle calculée aux paragraphes précédents, la détermination de la tension finale ne nécessite que la loi d'Ohm. Dans le cas où l'ampli diff est à sortie unique, le circuit équivalent de Thévenin se simplifie et prend la forme représentée par la figure 15.31c.

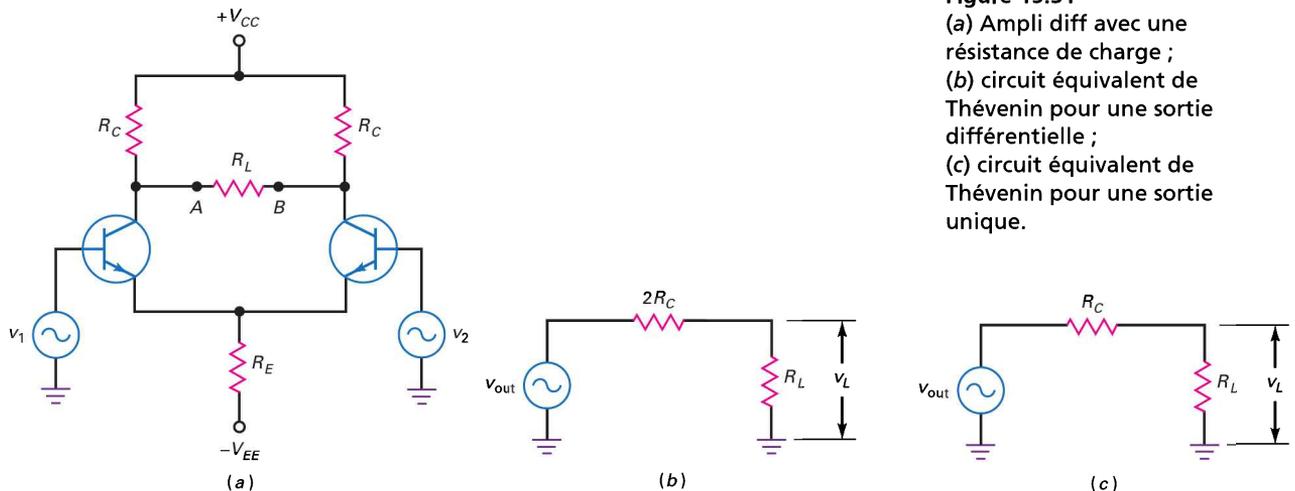


Figure 15.31
(a) Ampli diff avec une
résistance de charge ;
(b) circuit équivalent de
Thévenin pour une sortie
différentielle ;
(c) circuit équivalent de
Thévenin pour une sortie
unique.

Question 15.13

D'après la figure 15.32a, quelle est la tension sur la charge $R_L = 15 \text{ k}\Omega$?

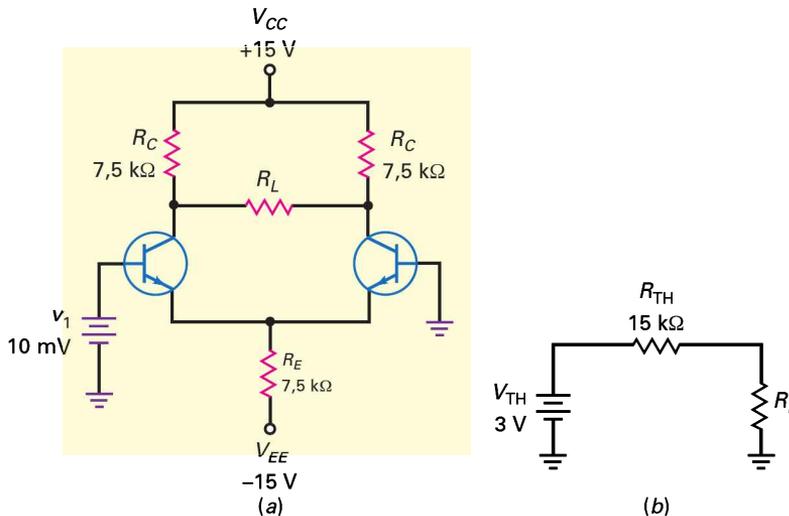


Figure 15.32

Réponse Idéalement, le courant de queue est 2 mA, le courant émetteur est 1 mA et $r'_e = 25 \Omega$. Le gain de l'ampli non chargé vaut :

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e} = \frac{7,5 \text{ k}\Omega}{25 \Omega} = 300$$

La tension de Thévenin ou la tension de l'ampli non chargé est :

$$v_{\text{out}} = A_v(v_1) = 300(10 \text{ mV}) = 3 \text{ V}$$

La résistance de Thévenin vaut :

$$R_{\text{TH}} = 2R_C = 2(7,5 \text{ k}\Omega) = 15 \text{ k}\Omega$$

La figure 15.32b représente le circuit de Thévenin équivalent. Avec une résistance de charge de $15 \text{ k}\Omega$, la tension est :

$$v_L = 0,5(3 \text{ V}) = 1,5 \text{ V}$$

15.13 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 15.32a et trouver la tension sur la charge $R_L = 10 \text{ k}\Omega$.

III Multisim

Question 15.14

Sur la figure 15.32a, la charge est un ampèremètre. Quelle est la valeur du courant qui le traverse ?

Réponse Sur la figure 15.32b, la résistance est théoriquement zéro et le courant qui passe est :

$$i_L = \frac{3 \text{ V}}{15 \text{ k}\Omega} = 0,2 \text{ mA}$$

Sans le théorème de Thévenin, c'est un problème très difficile à résoudre.

15.14 Avez-vous compris ? Reprendre la question 15.14 avec une tension d'entrée de 20 mV.

Réviser

Résumé

15.1 L'amplificateur différentiel

L'ampli diff est l'étage d'entrée classique de l'ampli op. Il ne possède pas de condensateurs de liaison et de découplage et, par conséquent, pas de fréquence de coupure basse. L'entrée peut être différentielle, non inverseuse ou inverseuse. La sortie peut être différentielle ou unique.

15.2 Étude DC de l'ampli différentiel

L'ampli diff utilise une polarisation émetteur à deux alimentations pour créer le courant de queue. Lorsque l'ampli diff est parfaitement symétrique, chaque courant émetteur est la moitié du courant de queue. Idéalement, la tension sur la résistance d'émetteur est égale à la tension de l'alimentation négative.

15.3 Étude AC de l'ampli différentiel

Le courant de queue étant théoriquement constant, une augmentation du courant émetteur de l'un des transistors provoque une diminution du courant émetteur de l'autre transistor. Pour une sortie différentielle, le gain en tension est égal au rapport R_C/r'_c . Avec une sortie unique, le gain en tension est la moitié.

15.4 Les grandeurs d'entrée de l'ampli opérationnel

Les grandeurs d'entrée importantes sont le courant de polarisation d'entrée, le courant de décalage d'entrée et la tension de décalage d'entrée. Les deux courants, quand ils traversent la résistance de base, donnent des tensions d'entrées indésirables. La tension de décalage d'entrée est une erreur produite par la différence des résistances R_C et des tensions V_{BE} .

15.5 Gain mode commun

Le signal mode commun se compose des parasites statiques et électromagnétiques. L'ampli diff affaiblit les signaux mode commun. Le CMRR est le gain en tension divisé par le gain mode commun. Plus il est important, mieux c'est.

15.6 Circuits intégrés

Les circuits intégrés monolithiques sont des montages complets, tels qu'amplificateurs, régulateurs de tension et circuits d'ordinateur, installés sur une seule puce. Pour les

applications de fortes puissances, on utilise les circuits intégrés couches minces, couches épaisses et hybrides. Les niveaux d'intégrations sont les suivants : SSI (moins de 12 composants par puce), MSI (entre 12 et 100), LSI (plus de cent), VLSI (plus de mille) et ULSI (plus d'un million de composants par puce).

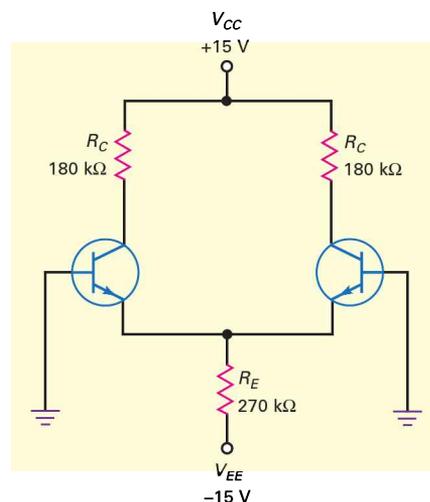
15.7 Le miroir de courant

On trouve souvent le miroir de courant dans les circuits intégrés car c'est une méthode simple pour obtenir des sources de courant et des charges actives. L'avantage de l'utilisation du miroir de courant est une forte augmentation du gain en tension et du CMRR.

15.8 L'ampli différentiel chargé

Quand un ampli diff est chargé, la meilleure approche est le théorème de Thévenin. La tension de sortie v_{out} calculée précédemment est la tension de Thévenin. La résistance de Thévenin vaut $2R_C$ pour une sortie différentielle et R_C pour une sortie unique.

Définitions



(15.1) Sortie différentielle :

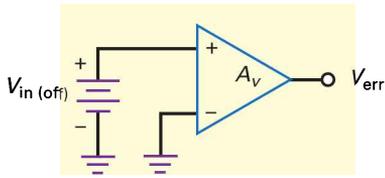
$$v_{out} = v_{c2} - v_{c1}$$

(15.12) Courant de polarisation d'entrée :

$$I_{in(pol)} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

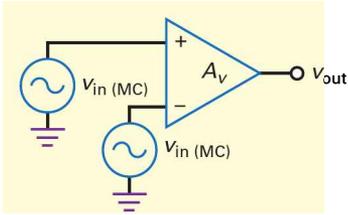
(15.13) Courant de décalage d'entrée :

$$I_{in(off)} = I_{B1} - I_{B2}$$



(15.15) Tension de décalage d'entrée :

$$V_{in(off)} = \frac{V_{err}}{A_v}$$



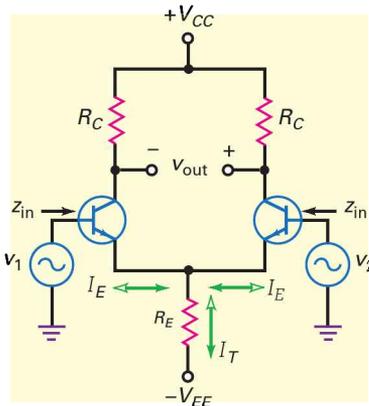
(15.21) Taux de réjection mode commun :

$$CMRR = \frac{A_v}{A_{v(MC)}}$$

(15.22) CMRR en dB :

$$CMRR_{dB} = 20 \log CMRR$$

Relations



(15.2) Sortie différentielle :

$$v_{out} = A_v(v_1 - v_2)$$

(15.5) Courant de queue :

$$I_T = \frac{V_{EE}}{R_E}$$

(15.6) Courant émetteur :

$$I_E = \frac{I_T}{2}$$

(15.9) Sortie unique :

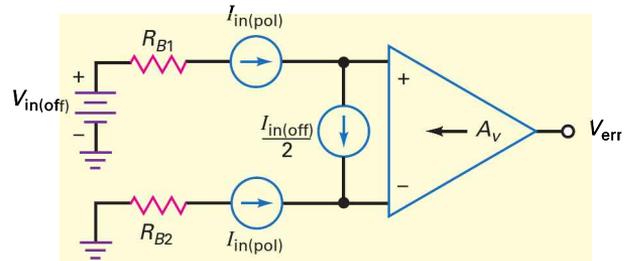
$$A_v = \frac{R_C}{2r'_e}$$

(15.10) Sortie différentielle :

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e}$$

(15.11) Impédance d'entrée :

$$z_{in} = 2\beta r'_e$$



(15.16) Tension d'erreur 1 :

$$V_{1err} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(pol)}$$

(15.17) Tension d'erreur 2 :

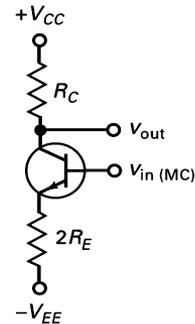
$$V_{2err} = (R_{B1} - R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2}$$

(15.18) Tension d'erreur 3 :

$$V_{3err} = V_{in(off)}$$

(15.19) Tension totale d'erreur à la sortie :

$$V_{err} = A_v(V_{1err} + V_{2err} + V_{3err})$$



(15.20) Gain en tension mode commun :

$$A_{v(MC)} = \frac{R_C}{2R_E}$$

S'entraîner

Auto-évaluation

1. Les CI monolithiques sont :
 - a) une forme de circuits discrets
 - b) sur une puce unique
 - c) une combinaison de circuits en couche mince et en couche épaisse
 - d) aussi appelés circuits hybrides
2. L'ampli op peut amplifier :
 - a) les signaux AC seulement
 - b) les signaux DC seulement
 - c) à la fois les signaux AC et DC
 - d) ni les signaux AC ni les signaux DC
3. Les composants sont soudés dans :
 - a) les circuits discrets
 - b) les circuits intégrés
 - c) les SSI
 - d) les CI monolithiques
4. Le courant de queue d'un ampli diff est égal à :
 - a) la moitié d'un courant collecteur
 - b) un courant collecteur
 - c) deux fois un courant collecteur
 - d) la différence des courants base
5. La tension du nœud au sommet de la résistance de queue est voisine :
 - a) de la tension de l'alimentation collecteur
 - b) de zéro
 - c) de la tension de l'alimentation émetteur
 - d) du courant de queue multiplié par la résistance de base
6. Le courant de décalage d'entrée est égal à :
 - a) la différence entre les deux courants base
 - b) la moyenne des deux courants base
 - c) la division du courant collecteur par le gain en courant
 - d) la différence entre les deux tensions base-émetteur
7. Le courant de queue est égal à :
 - a) la différence entre les deux courants émetteur
 - b) la somme des deux courants émetteur
 - c) la division du courant collecteur par le gain en courant
 - d) la tension collecteur divisée par la résistance de collecteur
8. Le gain en tension d'un ampli diff à sortie différentielle non chargée est égal à R_C divisé par :
 - a) r'_e
 - b) $r'_e/2$
 - c) $2r'_e$
 - d) R_E
9. L'impédance d'entrée d'un ampli diff est égale à r'_e multipliée par :
 - a) 0
 - b) R_C
 - c) R_E
 - d) 2β
10. Un signal DC a une fréquence :
 - a) 0 Hz
 - b) 60 Hz
 - c) 0 à plus de 1 MHz
 - d) 1 MHz
11. Quand les deux bornes d'entrée d'un ampli diff sont à la masse :
 - a) les courants base sont égaux
 - b) les courants collecteur sont égaux
 - c) une tension d'erreur à la sortie existe
 - d) la tension AC de sortie est nulle
12. Une source d'erreur de la tension de sortie est :
 - a) le courant de polarisation d'entrée
 - b) la différence entre les résistances de collecteur
 - c) le courant de queue
 - d) le gain en tension mode commun
13. Le signal mode commun est appliqué :
 - a) à l'entrée non inverseuse
 - b) à l'entrée inverseuse
 - c) aux deux entrées
 - d) au sommet de la résistance de queue
14. Le gain en tension mode commun est :
 - a) plus petit que le gain en tension
 - b) égal au gain en tension
 - c) plus grand que le gain en tension
 - d) rien de tout cela
15. L'étage d'entrée d'un ampli op est généralement :
 - a) un ampli diff
 - b) un ampli push-pull classe B
 - c) un ampli EC
 - d) un ampli stabilisé
16. La queue d'un ampli diff se comporte comme :
 - a) une batterie
 - b) une source de courant
 - c) un transistor
 - d) une diode
17. Le gain en tension mode commun d'un ampli diff est égal à RC divisé par :
 - a) r'_e
 - b) $r'_e/2$
 - c) $2r'_e$
 - d) $2R_E$
18. Quand dans un ampli diff les deux bases sont à la masse, la tension sur chaque diode émetteur est :
 - a) 0
 - b) 0,7 V
 - c) la même
 - d) forte

19. Le taux de réjection mode commun est :
- a) très faible
 - b) souvent donné en dB
 - c) égal au gain en tension
 - d) égal au gain en tension mode commun
20. L'ampli op classique présente :
- a) une entrée unique et une sortie unique
 - b) une entrée unique et une sortie différentielle
 - c) une entrée différentielle et une sortie unique
 - d) une entrée différentielle et une sortie différentielle
21. Le courant de décalage d'entrée est généralement :
- a) plus petit que le courant de polarisation d'entrée
 - b) égal à zéro
 - c) inférieur à la tension de décalage d'entrée
 - d) négligeable lorsqu'il y a une résistance de base
22. Avec les bases à la masse, le seul décalage qui donne une erreur est :
- a) le décalage des courants d'entrée
 - b) le courant de polarisation d'entrée
 - c) la tension de décalage d'entrée
 - d) β
23. Le gain en tension d'un ampli diff chargé est :
- a) plus grand que le gain en tension non chargé
 - b) égal à R_C/r'_e
 - c) plus petit que le gain en tension non chargé
 - d) impossible à déterminer

Exercices

15.2 Étude DC de l'ampli différentiel

15.1 Quels sont les courants et les tensions dans le cas idéal sur la figure 15.33 ?

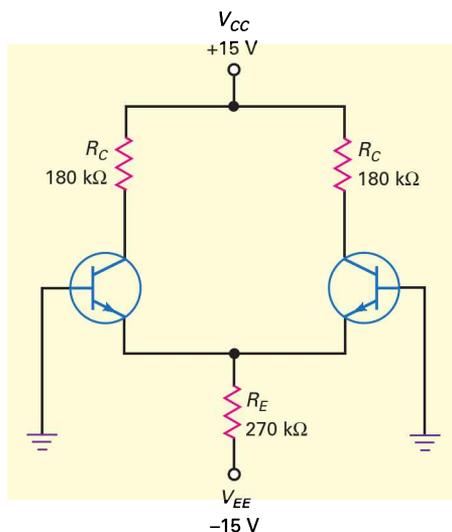


Figure 15.33

15.2 **III Multisim** Refaites l'exercice 15.1 en utilisant la deuxième approximation.

15.3 Quels sont les courants et les tensions dans le cas idéal sur la figure 15.34 ?

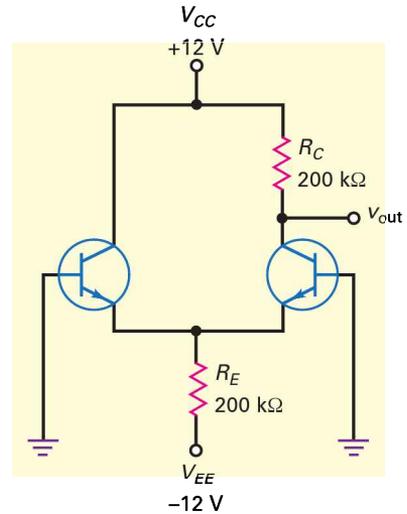


Figure 15.34

15.4 **III Multisim** Refaites l'exercice 15.3 en utilisant la deuxième approximation.

15.3 Étude AC de l'ampli différentiel

15.5 D'après la figure 15.35, quelle est la tension AC de sortie ? Si $\beta = 275$, quelle est l'impédance d'entrée de l'ampli diff ? Utilisez le cas idéal pour le calcul du courant de queue.

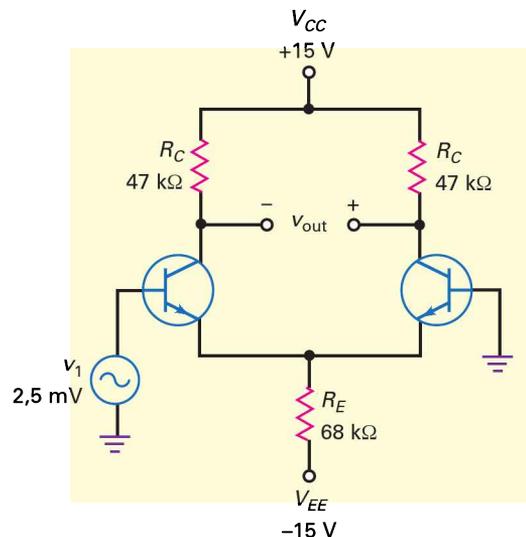


Figure 15.35

- 15.6 Refaites l'exercice 15.5 en utilisant la deuxième approximation.
- 15.7 Refaites l'exercice 15.5 avec l'entrée non inverseuse à la masse et une tension d'entrée $v_2 = 1 \text{ mV}$.

15.4 Les grandeurs d'entrée de l'ampli opérationnel

- 15.8 L'ampli diff représenté par la figure 15.36 possède $A_v = 360$; $I_{\text{in(pol)}} = 600 \text{ nA}$; $I_{\text{in(off)}} = 100 \text{ nA}$; $V_{\text{in(off)}} = 1 \text{ mV}$. Quelle est la tension d'erreur à la sortie ? Si une résistance d'adaptation de base est utilisée, que devient la tension d'erreur à la sortie ?

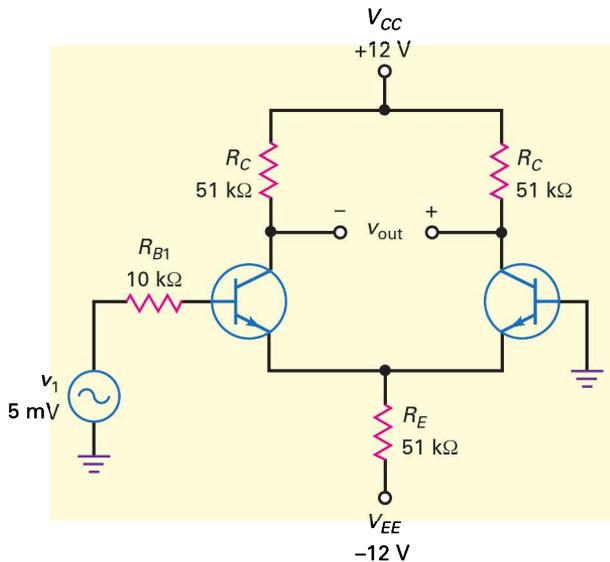


Figure 15.36

- 15.9 L'ampli diff représenté par la figure 15.36 possède $A_v = 250$; $I_{\text{in(pol)}} = 1 \mu\text{A}$; $I_{\text{in(off)}} = 200 \text{ nA}$; $V_{\text{in(off)}} = 5 \text{ mV}$. Quelle est la tension d'erreur à la sortie ? Si une résistance d'adaptation de base est utilisée, que devient la tension d'erreur à la sortie ?

15.5 Gain mode commun

- 15.10 Quel est le gain en tension mode commun sur la figure 15.37 ? Si une tension mode commun de $20 \mu\text{V}$ existe sur les deux bases, quelle est la tension mode commun à la sortie ?
- 15.11 D'après la figure 15.37, $v_{\text{in}} = 2 \text{ mV}$ et $v_{\text{in(MC)}} = 5 \text{ mV}$. Que vaut la tension AC de sortie ?
- 15.12 Le 741C est un ampli op avec $A_v = 100\,000$, et le minimum de son CMRR_{dB} vaut 70 dB . Quel est le gain en tension mode commun ? Si un signal utile et un signal mode commun ont tous les deux une valeur égale à $5 \mu\text{V}$, quelle est la tension de sortie ?

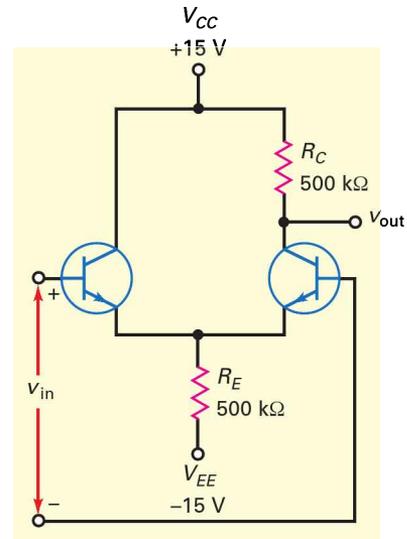


Figure 15.37

- 15.13 Si les tensions d'alimentation sur la figure 15.37 sont réduites à $+10 \text{ V}$ et -10 V , quel est le taux de réjection mode commun ? Donnez la réponse en dB.
- 15.14 La fiche technique d'un ampli op indique $A_v = 150\,000$ et $\text{CMRR} = 85 \text{ dB}$. Quel est le gain en tension mode commun ?
- 15.8 L'ampli différentiel chargé
- 15.15 Une résistance de charge $27 \text{ k}\Omega$ est introduite dans la sortie différentielle de la figure 15.36. Quelle est la tension sur la charge ?
- 15.16 Que vaut le courant dans la charge sur la figure 15.36 si un ampèremètre est placé à la sortie ?

Grille de dépannage

- 15.17 Quelqu'un réalise l'ampli diff représenté par la figure 15.35 sans mettre l'entrée inverseuse à la masse. À quoi est égale la tension de sortie ? À partir de la réponse précédente, que faut-il à un ampli diff ou un ampli op pour fonctionner correctement ?
- 15.18 Dans la figure 15.34, une résistance $20 \text{ k}\Omega$ est utilisée par erreur à la place de la résistance $200 \text{ k}\Omega$. Que vaut la tension de sortie ?
- 15.19 Sur la figure 15.34, la tension V_{out} est presque nulle. Le courant de polarisation d'entrée est 80 nA . Trouvez dans les propositions suivantes le défaut du circuit :
- La résistance $200 \text{ k}\Omega$ supérieure est court-circuitée
 - La résistance $200 \text{ k}\Omega$ inférieure est coupée
 - La base de gauche est en l'air
 - Les deux entrées sont reliées.

Approfondissement

- 15.20** Sur la figure 15.34, les transistors sont identiques avec $\beta_{DC} = 200$. Quelle est la tension d'entrée ?
- 15.21** Quelles sont les tensions de base sur la figure 15.34 si chaque transistor possède $\beta_{DC} = 300$?
- 15.22** Dans la figure 15.38, les transistors Q_3 et Q_5 sont montés pour se comporter comme des diodes compensatrices pour Q_4 et Q_6 . Que vaut le courant de queue ? le courant dans la charge active ?
- 15.23** La résistance $15\text{ k}\Omega$ de la figure 15.38 est changée pour avoir un courant de queue de $15\text{ }\mu\text{A}$. Quelle est sa nouvelle valeur ?
- 15.24** À la température ambiante, la tension de sortie sur la figure 15.34 vaut $6,0\text{ V}$. Lorsque la température augmente, la tension V_{BE} de chaque diode émetteur diminue. Si la tension V_{BE} de gauche diminue de $2\text{ mV}/^\circ\text{C}$ et celle de droite de $2,1\text{ mV}/^\circ\text{C}$, quelle est la tension de sortie à $75\text{ }^\circ\text{C}$?
- 15.25** La résistance DC de chaque source de signal sur la figure 15.39a est nulle. Que vaut la résistance r'_e de chaque transistor ? Si la tension AC de sortie est prise entre les collecteurs, que vaut le gain en tension ?
- 15.26** Si les transistors de la figure 15.39b sont identiques, que valent : le courant de queue ? La tension entre le collecteur de gauche et la masse ? La tension entre le collecteur de droite et la masse ?

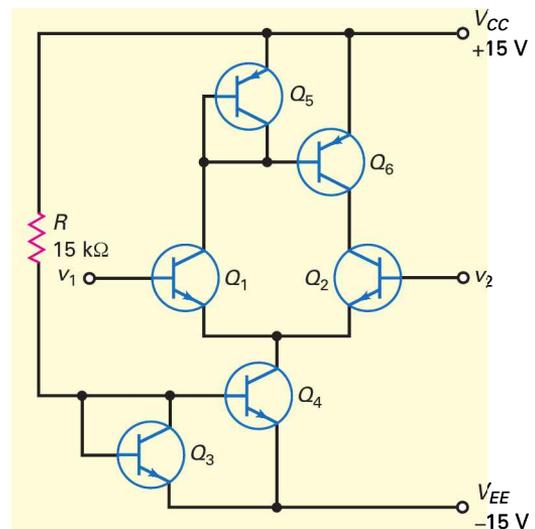


Figure 15.38

Questions de débogage avec Multisim

||| Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC15-27** à **MTC15-31** et correspondent au circuit de la figure 15.40. Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

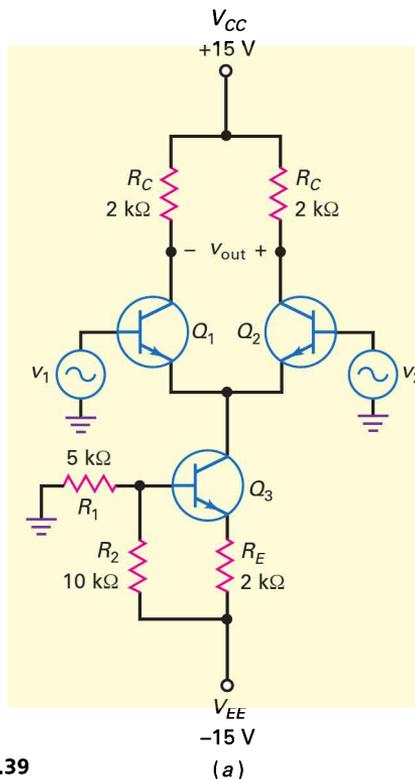
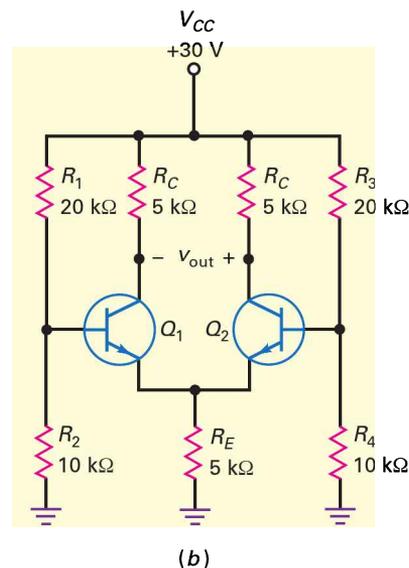


Figure 15.39



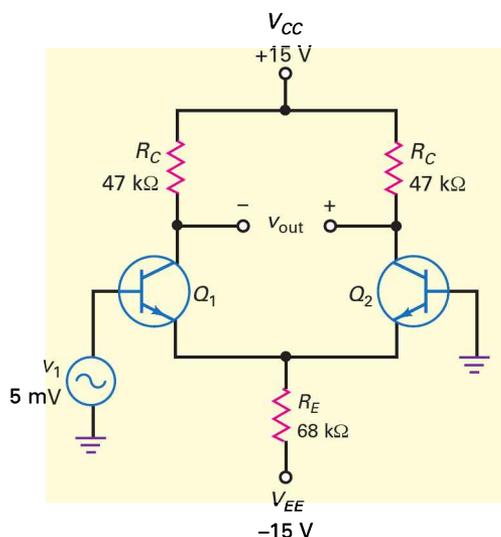


Figure 15.40

- 15.27 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC15-27.
- 15.28 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC15-28.
- 15.29 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC15-29.
- 15.30 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC15-30.
- 15.31 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier MTC15-31.

Questions d'un recruteur

1. Veuillez dessiner les six configurations d'un ampli diff en identifiant les entrées et sorties non inverseuses, inverseuses, uniques ou différentielles.
2. Dessinez un ampli diff avec une entrée différentielle et une sortie unique. Dites-moi comment vous calculeriez le courant de queue, les courants émetteur et les tensions collecteur.
3. Dessinez un ampli diff quelconque de gain en tension R_C/r'_e . Maintenant, dessinez un ampli diff dont le gain est $R_C/2r'_e$.
4. Dites-moi ce qu'est un signal mode commun et quel est l'avantage de l'ampli diff quand un tel signal se trouve à l'entrée.
5. Un ampèremètre se trouve entre les bornes de la sortie différentielle. Comment allez-vous calculer le courant qui traverse cet ampèremètre ?

6. Supposez que vous ayez un ampli diff avec une résistance de queue. Vous avez détecté un CMRR insuffisant. Comment allez-vous faire pour améliorer ce CMRR ?
7. Expliquez le principe du miroir de courant et pourquoi il est utilisé.
8. Le CMRR doit-il être grand ou petit ? Pourquoi ?
9. Dans un ampli diff, les deux émetteurs sont reliés et tirent leur courant d'une résistance commune. Si vous deviez remplacer cette résistance par un composant quelconque, que prendriez-vous pour améliorer le fonctionnement ?
10. Pourquoi un ampli diff a-t-il une impédance d'entrée supérieure à celle de l'ampli EC ?
11. Que simule un miroir de courant ? Ceci étant, à quoi sert-il ?
12. Quels sont les avantages de l'emploi des miroirs de courant ?
13. Comment testeriez-vous un ampli op 741 avec un ohmmètre ?

Réponses

Auto-évaluation

1. b) 6. a) 11. c) 16. b) 21. a)
 2. c) 7. b) 12. b) 17. d) 22. c)
 3. a) 8. a) 13. c) 18. c) 23. c)
 4. c) 9. d) 14. a) 19. b)
 5. b) 10. a) 15. a) 20. c)

Avez-vous compris ?

- 15.1 $I_T = 3 \text{ mA}$; $I_E = 1,5 \text{ mA}$; $V_C = 7,5 \text{ V}$; $V_E = 0 \text{ V}$.
- 15.2 $I_T = 2,86 \text{ mA}$; $I_E = 1,42 \text{ mA}$; $V_C = 7,85 \text{ V}$; $V_E = -0,7 \text{ V}$.
- 15.3 $I_T = 3,77 \text{ mA}$; $I_E = 1,88 \text{ mA}$; $V_E = 6,35 \text{ V}$.
- 15.4 $I_E = 1,5 \text{ mA}$; $r'_e = 1,67 \Omega$; $A_v = 300$; $V_{\text{out}} = 300 \text{ mV}$; $z_{\text{in(base)}} = 10 \text{ k}\Omega$.
- 15.7 $I_T = 30 \mu\text{A}$; $r'_e = 1,67 \text{ k}\Omega$; $A_v = 300$; $V_{\text{out}} = 2,1 \text{ V}$; $z_{\text{in}} = 1 \text{ M}\Omega$.
- 15.8 $V_{\text{erreur}} = 637,5 \text{ mV}$; 225 mV .
- 15.9 $V_{\text{erreur}} = 1,53 \text{ V}$.
- 15.10 $A_{v(\text{MC})} = 0,25$; $V_{\text{out}} = 0,25 \text{ V}$.
- 15.11 $V_{\text{out1}} = 200 \text{ mV}$; $V_{\text{out2}} = 0,5 \text{ mV}$; $V_{\text{out}} = 200 \text{ mV} + 0,5 \text{ mV}$.
- 15.12 $A_{v(\text{MC})} = 3,16$; $V_{\text{out1}} = 0,1 \text{ V}$; $V_{\text{out2}} = 3,16 \mu\text{V}$.
- 15.13 $V_L = 1,2 \text{ V}$.
- 15.14 $I_L = 0,4 \text{ mA}$.

Les amplificateurs opérationnels

16

Objectifs

- Énumérer les caractéristiques d'un ampli op idéal et celles de l'ampli op 741.
- Définir le « slew rate » et l'utiliser pour déterminer la bande passante grand signal d'un ampli op.
- Analyser le montage amplificateur inverseur.
- Analyser le montage amplificateur non inverseur.
- Expliquer comment les sommateurs et les suiveurs fonctionnent.
- Énumérer d'autres circuits intégrés linéaires et dire comment on les utilise.

Vocabulaire

Ampli op BIFET	Bootstrapping	Gain en tension	Suiveur de tension
Amplificateur inverseur	Circuit d'annulation	boucle ouverte	Taux de réjection
Amplificateur non inverseur	Condensateur de compensation	Masse virtuelle	de la tension d'alimentation
Amplificateur sommateur	Courant sortie court-circuitée	Mélangeur	Tension d'erreur de sortie
Bande passante boucle ouverte	Court-circuit virtuel	Produit gain-bande (PGB)	
Bande passante de puissance	Échelon de tension	Réponse au premier ordre	
	Gain en tension boucle fermée	Slew rate	
		Source de tension commandée en tension (SVCV)	

En quelques mots

Bien que quelques amplificateurs opérationnels haute puissance existent, les amplis op sont en grande majorité des composants de faible puissance, fonctionnant dans la gamme du watt. Certains sont optimisés pour la bande passante, d'autres pour les faibles décalages d'entrée, d'autres encore pour le faible bruit, etc. C'est pour cela que l'offre commerciale est si variée ; il est possible de trouver un ampli op adapté à la quasi-totalité des applications analogiques.

L'ampli op est le composant actif le plus important dans les systèmes analogiques. Par exemple, en connectant deux résistances externes, on ajuste le gain en tension et la largeur de bande passante à la valeur exacte souhaitée. Avec d'autres composants extérieurs, il est possible de fabriquer des convertisseurs, des oscillateurs, des filtres actifs et d'autres montages intéressants.

16.1 Introduction

La figure 16.1 représente le schéma bloc d'un ampli op. Le premier étage est un ampli diff, il est suivi de plusieurs étages d'amplification et d'un émetteur suiveur push-pull classe B. L'ampli diff étant le premier étage, c'est lui qui impose les caractéristiques d'entrée de l'ampli op. Le plus souvent, il nécessite deux alimentations de tension, l'une positive et l'autre négative, et il est à sortie unique pour donner une tension de repos nulle. De cette manière, une tension nulle sur l'entrée donne théoriquement une tension nulle à la sortie.

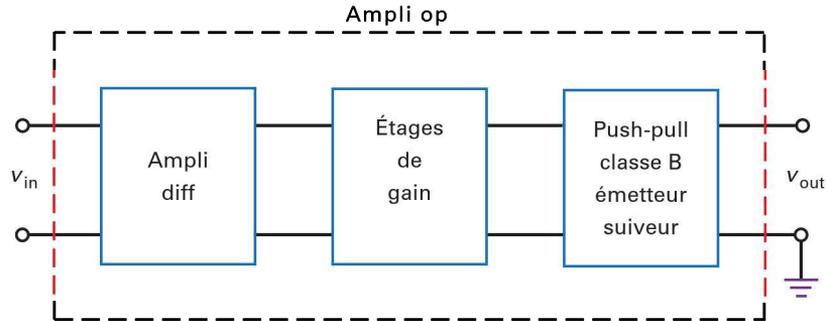


Figure 16.1
Schéma bloc d'un ampli op.

Tous les amplis op ne sont pas bâtis selon le schéma de la figure 16.1. Par exemple, certains n'ont pas d'étage push-pull à la sortie, d'autres ont une sortie différentielle, et ils ne sont pas aussi simples que le schéma bloc le suggère. La constitution interne d'un ampli op monolithique est très compliquée, elle comporte une douzaine de transistors pour les miroirs de courant, les charges actives et d'autres innovations impossibles à mettre en œuvre dans les circuits discrets. Pour notre usage, la figure 16.1 contient les deux principales caractéristiques de l'ampli op classique : l'entrée différentielle et la sortie unique.

La figure 16.2a représente le symbole graphique. Il possède deux entrées, l'une inverseuse, l'autre non, et une sortie unique. Ce symbole veut dire que, théoriquement, l'amplificateur a un gain en tension infini, une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle. L'ampli op idéal représente l'amplificateur de tension parfait ; on l'appelle souvent **source de tension commandée en tension**. La figure 16.2b en donne une représentation où la résistance R_{in} est infinie et la résistance R_{out} est nulle.

L'encart *À retenir* 16.1 récapitule les principales propriétés d'un ampli op idéal. Il possède un gain en tension infini, une fréquence du gain unitaire infinie, une impédance d'entrée infinie et un CMRR infini. Il présente aussi une impédance de sortie nulle, un courant de polarisation d'entrée et des décalages nuls. C'est le but des constructeurs et ce qu'ils savent faire actuellement se rapproche seulement de ces valeurs idéales.

Par exemple, le LM741C dans l'encart *À retenir* 16.1 est l'ampli op standard, disponible depuis les années 1960. Ses caractéristiques constituent le minimum de ce que l'on peut attendre d'un ampli op intégré. Son gain en tension vaut 100 000, sa fréquence du gain unitaire 1 MHz, son impédance d'entrée 2 M Ω , etc. Les décalages d'entrée peuvent le saturer aisément à cause de son grand gain, c'est pour cela qu'il est nécessaire d'insérer des composants externes entre l'entrée et la sortie pour stabiliser le gain en tension. Dans beaucoup d'applications, on utilise une réaction négative pour ajuster le surplus du gain en échange d'un fonctionnement linéaire stable.

Bon à Savoir

La plupart des amplis op modernes d'usage général sont maintenant fabriqués avec la technologie BIFET parce qu'elle fournit des performances supérieures par rapport aux amplis op bipolaires. Les amplis op BIFET, plus modernes, ont généralement plusieurs caractéristiques de performances améliorées, dont une bande passante plus large, une vitesse de balayage supérieure, une puissance de sortie supérieure, des impédances d'entrée plus élevées et des courants de polarisation plus faibles.

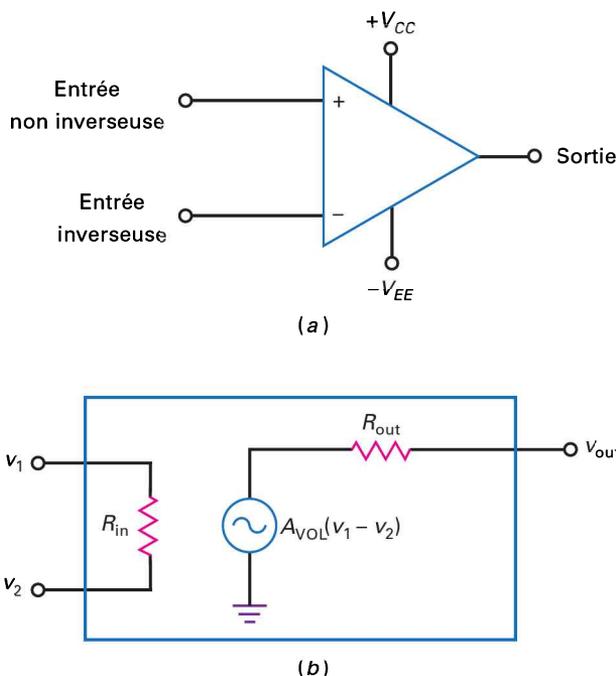


Figure 16.2
 (a) Symbole graphique d'un ampli op ;
 (b) circuit équivalent d'un ampli op.

Lorsqu'il n'existe pas de retour (boucle) de réaction, le gain en tension est maximal et sa valeur s'appelle **gain en tension boucle ouverte** A_{VOL} (*Open Loop*). Notez, dans l'encart *À retenir* 16.1, celui du LM741C : 100 000 ; ce n'est pas l'infini, mais c'est très grand. Une tension d'entrée aussi petite que $10 \mu\text{V}$ donne 1 V en sortie. À cause de ce gain élevé, il est nécessaire d'utiliser une réaction négative pour améliorer les performances globales du montage.

Le 741C possède une fréquence du gain unitaire 1 MHz. Cela veut dire qu'il présente du gain en tension jusqu'à la fréquence 1 MHz. Il possède aussi une impédance d'entrée $2 \text{ M}\Omega$, une impédance de sortie 75Ω , un courant de polarisation d'entrée 80 nA , un courant de décalage d'entrée 20 nA , une tension de décalage d'entrée 2 mV , un CMRR 90 dB .

On bénéficie d'une impédance d'entrée plus importante en utilisant un **ampli op BIFET**. Ce composant possède sur la même puce des transistors à effet de champ à jonction (JFET) et des transistors bipolaires. L'étage d'entrée utilise les JFET qui procurent des courants de polarisation et de décalage plus faibles. Les transistors bipolaires sont situés dans les étages suivants pour augmenter le gain en tension.

Le LF157A est un exemple d'ampli op BIFET. L'encart *À retenir* 16.1 indique un courant de polarisation d'entrée de seulement 30 pA et une résistance d'entrée qui atteint $10^{12} \Omega$. Il présente un gain en tension 200 000 et une fréquence du gain unitaire de 20 MHz. Avec ce composant, vous disposez de gain en tension jusqu'à 20 MHz.

16.2 L'ampli op 741

En 1965, Fairchild Semiconductor a sorti les $\mu\text{A}709$, les premiers amplis op monolithiques largement utilisés. Malgré son succès, cette première génération présentait de nombreux défauts. Ils ont été suivis par le $\mu\text{A}741$ mieux réussi ; son prix modique et sa facilité d'utilisation ont fait son énorme succès.

À RETENIR 16.1 – Caractéristiques d'amplis op communs

Grandeur	Symbole	Idéal	LM741C	LF157A
Gain en tension boucle ouverte	A_{VOL}	infini	100 000	200 000
Fréquence du gain unitaire	f_T	infinie	1 MHz	20 MHz
Résistance d'entrée	R_{in}	infinie	2 M Ω	10 ¹² Ω
Résistance de sortie	R_{out}	nulle	75 Ω	100 Ω
Courant de polarisation d'entrée	$I_{in(pol)}$	nul	80 nA	30 pA
Courant de décalage d'entrée	$I_{in(off)}$	nul	20 nA	3 pA
Tension de décalage d'entrée	$V_{in(off)}$	nulle	2 mV	1 mV
Taux de réjection mode commun	CMRR	infini	90 dB	100 dB

D'autres constructeurs ont fabriqué des 741. Par exemple, ON Semiconductor le MC1741, Texas Instruments le LM741 et Analog Devices le AD741. Tous ces modèles monolithiques sont équivalents au μ A741 car leurs fiches techniques donnent les mêmes spécifications. Pour simplifier, on laisse tomber le préfixe et on parle plus simplement du 741.

16.2.1 Une norme industrielle

Le 741 est devenu une norme industrielle. En principe, utilisez-le en premier dans toutes vos conceptions. Dans le cas où il ne satisferait pas à une spécification, choisissez un ampli op plus performant. Comme c'est un standard, nous allons l'utiliser comme référence. Une fois le 741 compris, vous passerez sans problème à d'autres types d'amplis op.

Le 741 existe en plusieurs modèles identifiés par : 741, 741A, 741C, 741E et 741N. Ils diffèrent par leur gain en tension, leur gamme de température, leur niveau de bruit et d'autres caractéristiques. Le 741C (C pour *commercial grade* : « qualité grand public ») est le moins cher et le plus répandu. Il possède un gain en tension boucle ouverte 100 000, une impédance d'entrée 2 M Ω et une impédance de sortie 75 Ω . La figure 16.3 illustre trois types de boîtiers assez courants et leurs brochages respectifs.

16.2.2 L'ampli différentiel d'entrée

La figure 16.4 représente un schéma simplifié du 741. C'est le circuit équivalent du 741 et de nombreuses générations postérieures d'amplis op. Il n'est pas nécessaire de comprendre tous les détails de la conception du circuit, mais il faut avoir une idée générale du fonctionnement. Compte tenu de cette remarque, voici le principe de base du 741.

L'étage d'entrée est un ampli diff (Q_1 et Q_2). Dans le 741, la résistance de queue R_2 est remplacée par un transistor bipolaire (Q_{14}) fonctionnant en source de courant. Les transistors Q_{13} et Q_{14} constituent le miroir de courant produisant le courant de queue de Q_1 et Q_2 . Plutôt que d'utiliser une résistance ordinaire dans le collecteur, le 741 emploie une charge active (Q_4) qui se comporte comme une source de courant d'impédance extrêmement élevée. Par conséquent, le gain en tension de l'ampli diff est beaucoup plus important qu'avec une résistance de charge passive.

La base du transistor Q_5 reçoit le signal issu de l'ampli diff. Monté en émetteur suiveur, cet étage augmente l'impédance pour ne pas affaiblir la charge de l'ampli diff.

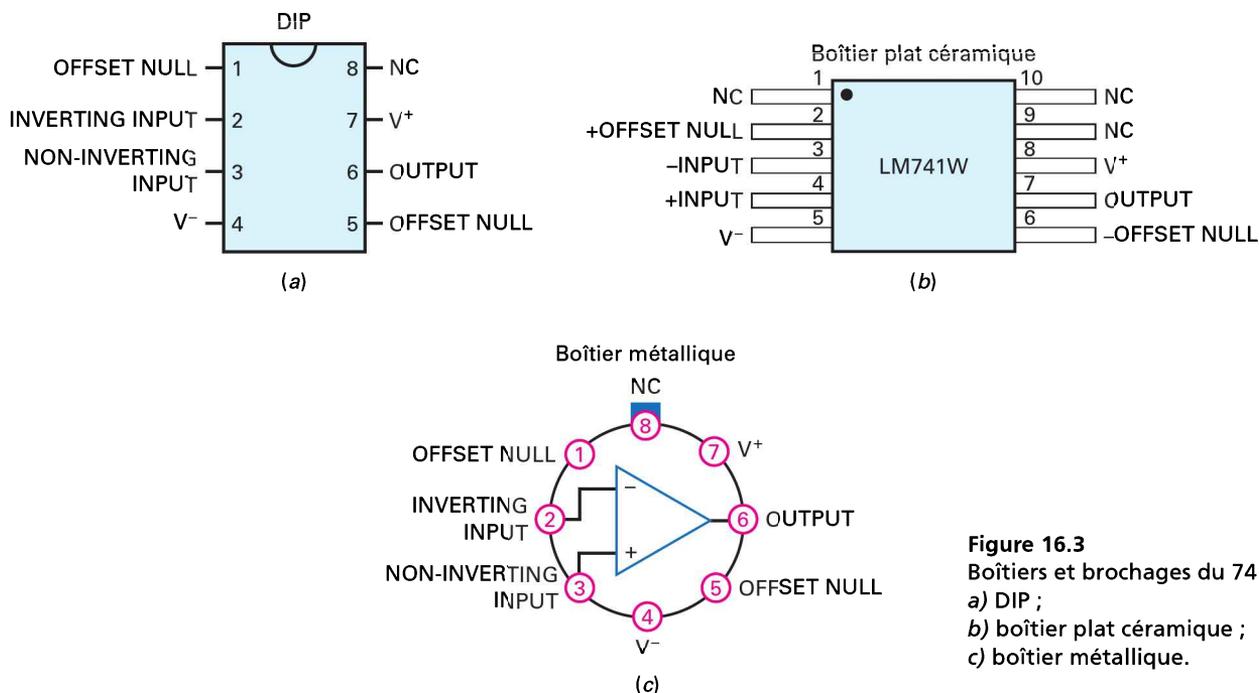


Figure 16.3
Boîtiers et brochages du 741.
a) DIP ;
b) boîtier plat céramique ;
c) boîtier métallique.

Le signal sorti de Q_5 arrive sur le transistor Q_6 . Les diodes Q_7 et Q_8 appartiennent à la polarisation du dernier étage. Q_{11} est la charge active de Q_6 . Les transistors Q_6 et Q_{11} sont montés en étage préamplificateur de grand gain en tension. Comme expliqué dans le chapitre précédent, un symbole de diode est parfois utilisé pour simplifier quand un transistor a sa base reliée au collecteur. Par exemple, Q_3 est un vrai transistor dont la base et le collecteur sont reliés et il fonctionne comme une diode.

16.2.3 L'étage final

L'étage final est un push-pull classe B à émetteurs suiveurs (Q_9 et Q_{10}), il reçoit le signal du préampli (Q_6). À cause de la présence de deux alimentations en tension symétriques (l'une positive V_{CC} , l'autre négative V_{EE}), la tension de sortie au repos est théoriquement zéro lorsque la tension d'entrée est nulle. Toute déviation par rapport à zéro est appelée **tension d'erreur de sortie**.

Si v_1 est supérieure à v_2 , la tension d'entrée v_{in} donne une tension de sortie v_{out} positive. Si v_2 est supérieure à v_1 , dans ce cas la tension d'entrée v_{in} donne une tension de sortie v_{out} négative. Théoriquement, v_{out} peut monter à $+V_{CC}$ et descendre à $-V_{EE}$ avant l'apparition de l'écrtage. En pratique, l'amplitude maximale de la variation de la tension de sortie est inférieure de 1 V ou 2 V aux tensions des alimentations à cause des chutes de tension à l'intérieur du 741.

16.2.4 La charge active

Sur la figure 16.4, nous avons deux exemples de *charges actives* (transistors au lieu de résistances). Le premier est le transistor Q_4 dans l'ampli diff ; le second est le transistor Q_{11} situé dans le préampli émetteur commun. Les sources de courant ayant des impédances internes très importantes, les gains en tension obtenus sont plus élevés qu'avec les résistances. Le 741C possède un gain en tension 100 000 grâce à l'action des charges actives. Ces dernières sont très présentes dans les CI ; en effet, il est plus facile et moins cher de faire un transistor sur une puce qu'une résistance.

Bon à Savoir

Bien que le 741 soit généralement connecté à la fois à une tension d'alimentation positive et une tension d'alimentation négative, l'ampli op peut aussi fonctionner en utilisant une seule tension d'alimentation. Par exemple, l'entrée $-V_{EE}$ peut être mise à la masse et l'entrée $+V_{CC}$ peut être connectée à une tension d'alimentation DC positive.

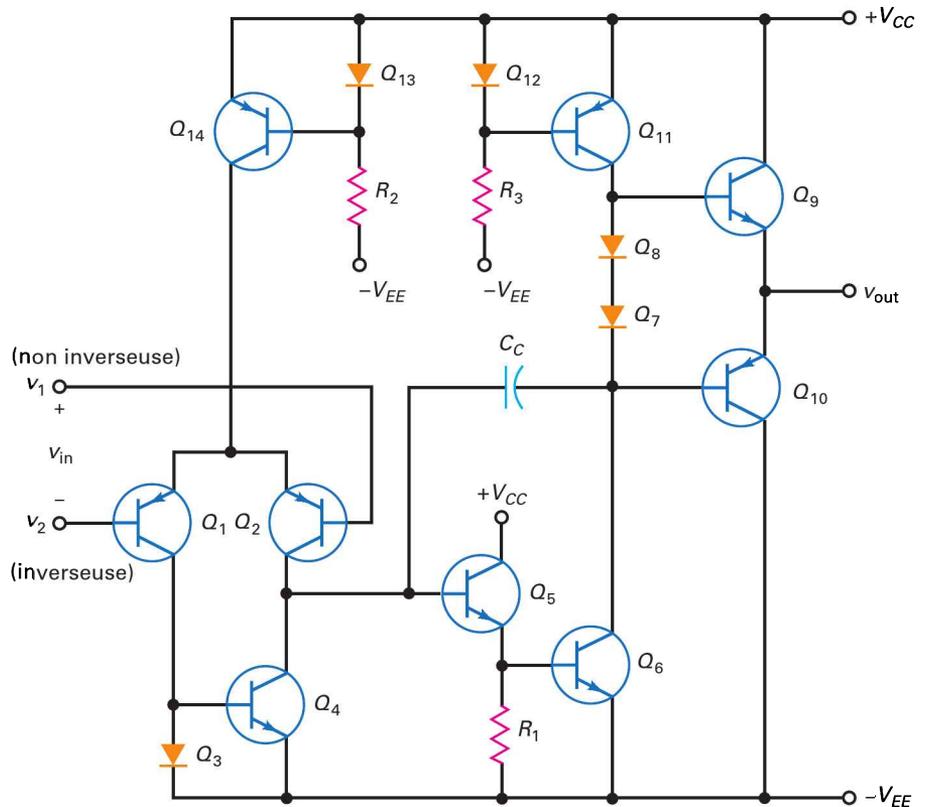


Figure 16.4
Schéma simplifié du 741.

16.2.5 Compensation de fréquence

Le condensateur C_C , représenté par la figure 16.4, est un **condensateur de compensation**. Selon l'effet Miller, sa petite capacité (classiquement 30 pF) est multipliée par le gain en tension de Q_5 et Q_6 pour donner une capacité équivalente :

$$C_{in} = (A_v + 1)C_C$$

où A_v est le gain en tension des étages Q_5 et Q_6 .

La résistance faisant face à la capacité de Miller est l'impédance de sortie de l'ampli diff ; ainsi, nous obtenons un circuit de retard. Ce circuit donne une fréquence de coupure égale à 10 Hz dans le 741C. Le gain en tension boucle ouverte chute de 3 dB à cette fréquence ; il descend ensuite de 20 dB par décade jusqu'à atteindre la fréquence du gain unitaire.

La figure 16.5 représente le diagramme asymptotique de Bode du gain en tension boucle ouverte. En bande médiane, celui du 741C est égal à 100 000, soit 100 dB. Après la cassure à la fréquence de coupure 10 Hz, la diminution est de 20 dB par décade jusqu'à atteindre 0 dB à 1 MHz.

Dans un chapitre suivant, nous allons étudier les *filtres actifs*, circuits construits à partir d'amplis op, de résistances et de condensateurs, destinés à modéliser la réponse en fréquence d'applications diverses. Nous envisagerons alors les circuits qui fournissent une réponse du premier ordre (diminution de 20 dB par décade), du deuxième ordre (40 dB par décade), du troisième ordre (60 dB par décade), etc. Un ampli op pourvu d'une compensation interne, tel que le 741C, donne une **réponse du premier ordre**.

Tous les amplis op ne sont pas compensés en interne ; certains nécessitent la connexion d'un condensateur extérieur pour éliminer les oscillations.

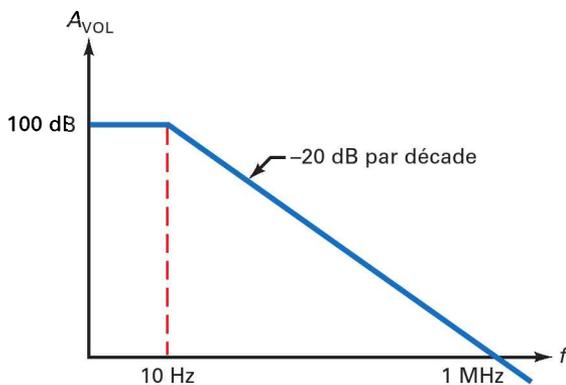


Figure 16.5
Diagramme asymptotique de Bode
du gain en tension boucle
ouverte du 741C.

Le fait que le concepteur possède un contrôle plus important des performances hautes fréquences présente un avantage. À la place d'un simple condensateur, il est possible d'utiliser des circuits plus compliqués pour non seulement fournir la compensation, mais aussi produire une fréquence f_T plus importante que dans le cas d'une compensation interne.

16.2.6 Polarisation et décalages

Nous avons vu dans un chapitre précédent que l'ampli diff présente une polarisation d'entrée et des décalages qui donnent une tension d'erreur à la sortie sans signal à l'entrée. Dans beaucoup de cas, cette tension est si faible qu'elle peut être négligée. Quand elle ne peut pas l'être, on la fait diminuer en utilisant des résistances de base identiques ; cela élimine le problème de la polarisation mais pas celui du courant et de la tension de décalage.

La meilleure méthode pour éliminer l'erreur à la sortie consiste à utiliser le **circuit d'annulation** proposé dans les fiches techniques. Celui-ci tient compte du circuit interne pour éliminer l'erreur, mais aussi pour diminuer la *dérive thermique* : une lente variation de la tension de sortie provoquée par l'effet de la température sur les paramètres de l'ampli op. Parfois, la fiche technique ne donne pas de circuit d'annulation de la tension d'erreur. Dans ce cas, il faut appliquer une petite tension d'entrée pour annuler l'erreur à la sortie ; nous discuterons de cette méthode plus tard.

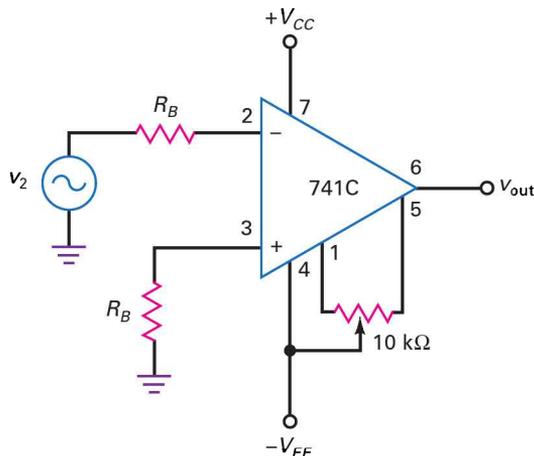


Figure 16.6
Compensation et circuit
annuleur utilisés avec le 741C.

La figure 16.6 montre la méthode d'annulation proposée par la fiche technique du 741C. La source AC reliée à l'entrée inverseuse possède une résistance de

Thévenin R_B . Pour neutraliser l'effet du courant de polarisation d'entrée (80 nA) traversant cette résistance, nous voyons qu'il y a une résistance discrète de même valeur sur l'entrée non inverseuse.

Pour éliminer les effets du courant de décalage d'entrée 20 nA et de la tension de décalage d'entrée 2 mV, la fiche technique recommande d'introduire un potentiomètre 10 k Ω entre les broches 1 et 5. On obtient une tension de sortie nulle en l'absence de signal d'entrée par ajustage de ce potentiomètre.

16.2.7 Taux de réjection mode commun

Pour le 741C, le taux de réjection mode commun (CMRR) est 90 dB aux basses fréquences. Pour deux signaux de même amplitude, l'un utile et l'autre de mode commun, à la sortie, le signal utile sera supérieur de 90 dB au signal parasite. En valeurs standard, cela veut dire que le signal utile de sortie sera 300 000 fois plus grand que le signal mode commun. Aux fréquences plus hautes, les effets réactifs diminuent le CMRR (figure 16.7a) ; il vaut environ 75 dB à 1 kHz, 56 dB à 10 kHz, etc.

16.2.8 Valeur crête à crête maximale de sortie

La MPP d'un ampli est la valeur maximale crête à crête que l'amplificateur peut fournir sans écrêtage. Or, la tension de sortie au repos d'un ampli op est théoriquement nulle ; la tension alternative de sortie peut balayer toutes les valeurs positives et les valeurs négatives. Pour des résistances de charge suffisantes, nettement plus grandes que la résistance R_{out} , la dynamique de sortie est presque égale à la tension d'alimentation. Par exemple, si $V_{CC} = +15$ V et $V_{EE} = -15$ V, sur une résistance 10 k Ω , la valeur maximale de la dynamique est 30 V.

Avec un ampli op non idéal, la tension de sortie ne peut pas balayer toutes les valeurs des tensions d'alimentation car il y a une chute de tension dans l'étage final. En plus, si la résistance de charge n'est plus très grande devant la résistance R_{out} , une partie de la tension amplifiée est perdue sur R_{out} et la tension de sortie est plus petite.

La figure 16.7b montre la MPP en fonction de la résistance de charge pour le 741C alimenté en +15 V et -15 V. Notez la dynamique d'environ 27 V pour une charge R_L égale à 10 k Ω ; la sortie sature en positif à +13,5 V et en négatif à -13,5 V. Plus la résistance de charge diminue, plus la dynamique de sortie est faible. Par exemple, pour R_L valant 275 Ω , la dynamique est 16 V, c'est-à-dire que la saturation survient à +8 V et - 8 V.

16.2.9 Courant sortie court-circuitée

Dans certaines applications, l'ampli op peut avoir une résistance de charge presque nulle. Dans ce cas, il faut connaître la valeur du **courant sortie court-circuitée**. La fiche technique du 741C donne 25 mA pour cette grandeur. Elle représente le courant maximal que l'ampli op peut fournir. Si vous utilisez de faibles résistances de charge (inférieures à 75 Ω), n'espérez pas une grande tension de sortie car celle-ci ne peut être supérieure au courant 25 mA multiplié par la résistance de charge.

16.2.10 Réponse en fréquence

La figure 16.7c montre la réponse en fréquence petits signaux d'un 741C. Dans la bande médiane, le gain en tension est 100 000 ; la fréquence de coupure se trouve à 10 Hz, fréquence où le gain vaut 70 700 (chute de 3 dB). Au-dessus de cette fréquence, le gain en tension diminue à raison de 20 dB par décade (réponse du premier ordre).

La fréquence du gain unitaire, c'est-à-dire la fréquence pour laquelle le gain en tension est unitaire, est à 1 MHz sur la figure 16.7c.

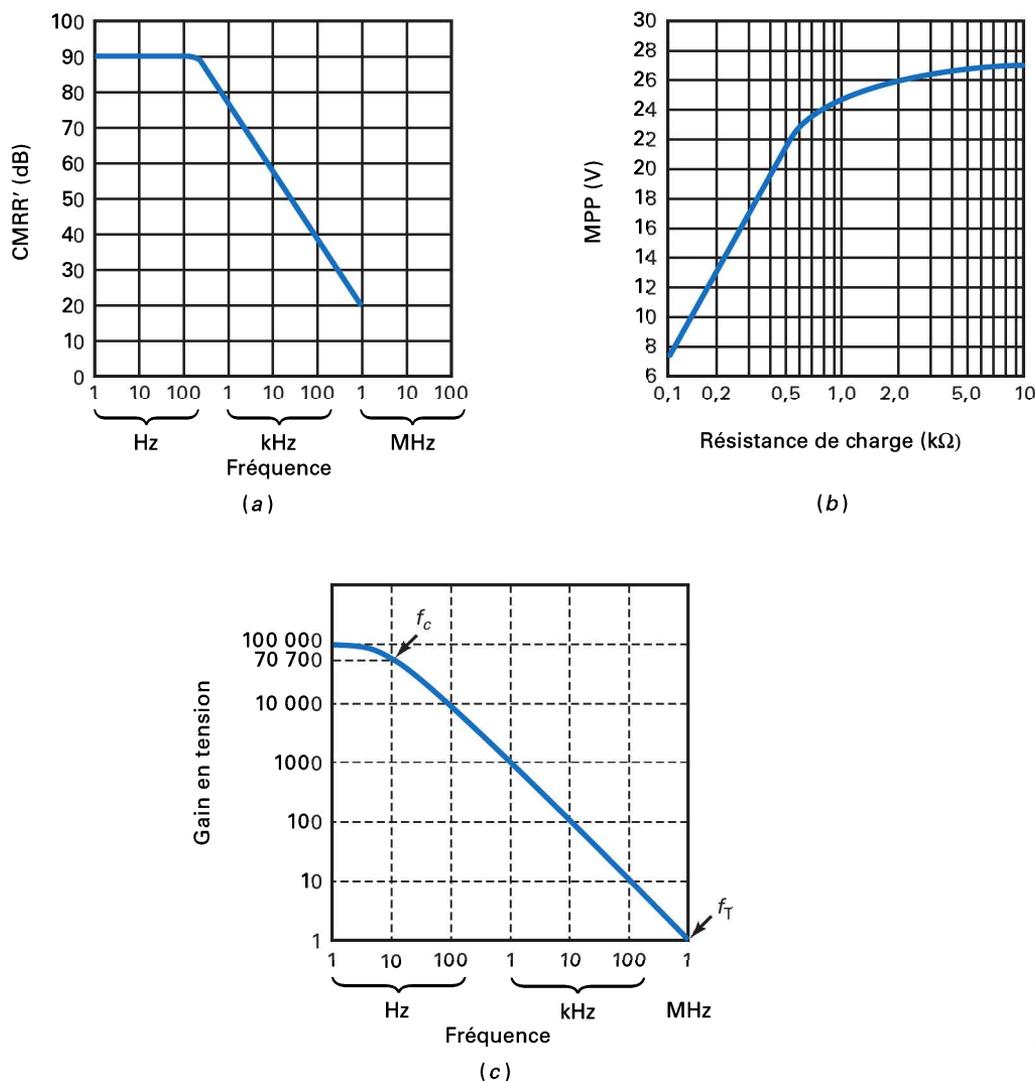


Figure 16.7
Graphiques du CMRR,
MPP et A_{vol} du 741C.

Généralement, cette fréquence f_T est donnée dans la fiche technique car elle constitue la limite supérieure du gain utile de l'ampli op. Par exemple, la fiche du 741C donne $f_T = 1$ MHz ; au-delà, le gain en tension est inférieur à 1 et le 741C perd son utilité. Si une fréquence du gain unitaire plus grande est nécessaire, il faut trouver des amplis op plus performants. Par exemple, le LM318 possède une fréquence f_T de 15 MHz : il est capable de donner du gain en tension jusqu'à 15 MHz.

16.2.11 Slew rate

Le condensateur de compensation interne du 741C joue un rôle important : il empêche les oscillations de survenir et d'interférer avec le signal utile. Mais sa présence entraîne un inconvénient : il doit se charger et se décharger. Cela implique une limitation de la vitesse de variation de la tension de sortie de l'ampli op.

Le principe est le suivant. Supposons que le signal d'entrée d'un ampli op soit un **échelon de tension** positif : une soudaine transition de la tension entre une valeur continue et une autre valeur continue plus importante. Dans le cas d'un ampli op parfait, nous obtenons la réponse idéale représentée par la figure 16.8a.

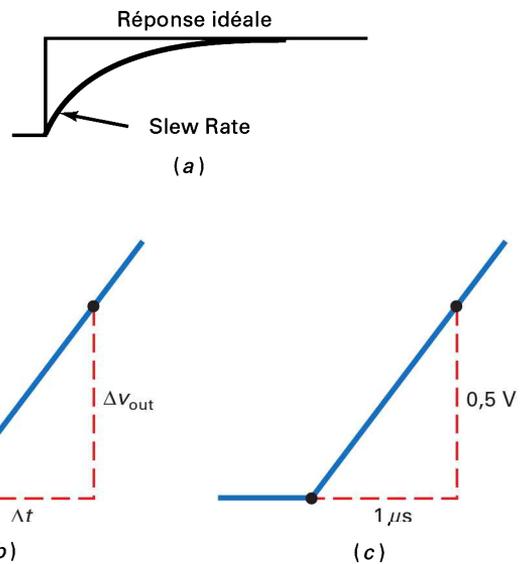


Figure 16.8
 (a) Réponses idéale et réelle à un échelon de tension ;
 (b) illustration de la définition du slew rate ;
 (c) slew rate $0,5 V/\mu s$.

Au lieu de cela, la réponse présente la forme d'une exponentielle car le condensateur de compensation doit se charger avant que la tension puisse atteindre sa valeur maximale.

Dans la figure 16.8a, on appelle la pente initiale de la courbe exponentielle le **slew rate**, symbolisé par S_R , dont la définition est :

$$S_R = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} \quad (16.1)$$

où la lettre grecque Δ (delta) veut dire « variation de ». Le slew rate est égal à la variation de la tension de sortie divisée par la variation du temps.

La figure 16.8b illustre la signification physique du slew rate. Le rapport de la variation verticale sur la variation horizontale entre deux points situés au départ de l'exponentielle constitue la pente initiale. Si le signal exponentiel augmente de $0,5 V$ pendant la première microseconde comme sur la figure 16.8c, le slew rate vaut :

$$S_R = \frac{0,5 V}{1 \mu s} = 0,5 V/\mu s$$

S_R représente la réponse la plus rapide d'un ampli op. Par exemple, le slew rate du 741C est $0,5 V/\mu s$; la sortie ne peut pas varier plus rapidement que $0,5 V$ en une microseconde. Si le 741C reçoit un échelon de tension important à l'entrée, il ne donne pas à la sortie un échelon, mais un signal de forme exponentielle. La figure 16.8c illustre la partie initiale du signal de sortie.

Il est possible aussi de subir une limitation par slew rate dans le cas d'un signal sinusoïdal. Voici comment cela se passe : sur la figure 16.9a, l'ampli op donne un signal sinusoïdal à la sortie uniquement si la pente de la sinusoïde est inférieure au slew rate. Le 741C peut fournir à la sortie, sans aucun problème, une sinusoïde de pente initiale $0,1 V/\mu s$, car son slew rate est $0,5 V/\mu s$. Par contre, si la pente initiale est $1 V/\mu s$, la sortie est plus petite que prévu et elle semble triangulaire plutôt que sinusoïdale (figure 16.9b).

La fiche technique d'un ampli op donne toujours le slew rate, car il limite la réponse grand signal de l'ampli. Si la sinusoïde à la sortie est d'amplitude très petite ou si sa fréquence est très basse, il n'y a pas de problème de slew rate. Mais quand le signal est important et la fréquence haute, le slew rate distord le signal de sortie.

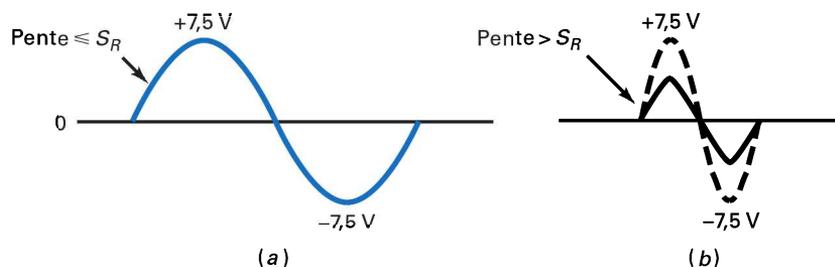


Figure 16.9
(a) Pente initiale d'une sinusoïde ;
(b) la distorsion survient lorsque la pente initiale est supérieure au slew rate.

Il est possible de démontrer la relation :

$$S_s = 2\pi f V_p$$

où S_s représente la pente initiale de la sinusoïde, f sa fréquence et V_p sa valeur crête. Pour éviter la distorsion de slew rate, la pente S_s doit être inférieure ou égale à S_R . Dans ces conditions :

$$S_R = S_s = 2\pi f V_p$$

En résolvant selon f , on obtient :

$$f_{\max} = \frac{S_R}{2\pi V_p} \quad (16.2)$$

f_{\max} est la fréquence maximale pouvant être amplifiée sans l'apparition de la distorsion de slew rate. Cette relation permet de calculer, pour un ampli op de slew rate connu et pour une tension crête désirée, la fréquence maximale sans distorsion. Au-delà, on remarque l'apparition de la distorsion à l'oscilloscope.

On appelle cette fréquence f_{\max} la **bande passante de puissance** ou la **bande passante grand signal** d'un amplificateur opérationnel. La figure 16.10 montre la

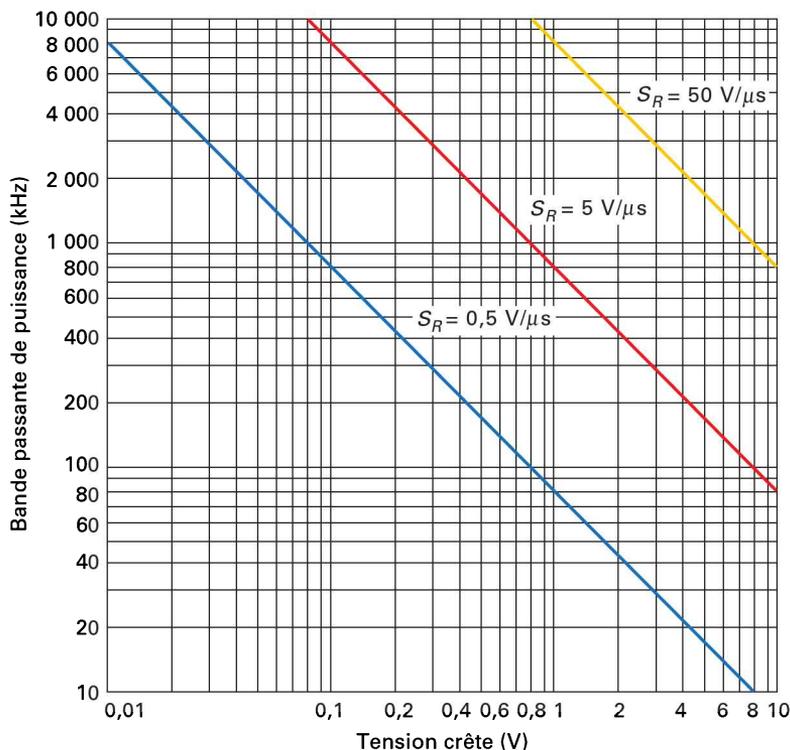


Figure 16.10
Bande passante de puissance en fonction de la tension crête.

représentation graphique de la relation (16.2) pour trois valeurs de slew rate ; celle du bas ($S_r = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$) concerne le 741C ; celle du haut est relative au LM318, qui présente un slew rate minimal de $50 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Prenons par exemple l'utilisation du 741C ; pour une tension de sortie de valeur crête 8 V sans distorsion, la fréquence doit être inférieure à 10 kHz (figure 16.10). Pour obtenir des fréquences supérieures, il faut accepter des tensions d'amplitudes plus faibles. Par échange de tension crête contre de la fréquence, on augmente la bande passante grand signal. Dans l'utilisation précédente, si on accepte 1 V de tension crête à la sortie, la bande passante grand signal f_{max} est égale à 80 kHz .

Dans l'étude du fonctionnement d'un circuit à ampli op, il y a deux bandes passantes à considérer : la bande passante petit signal déterminée par la réponse au premier ordre de l'ampli op, et la bande passante grand signal imposée par son slew rate. Nous reverrons ces notions plus en détail ultérieurement.

Question 16.1

Quelle tension faut-il mettre sur l'entrée inverseuse pour porter le 741C de la figure 16.11a à la saturation négative ?

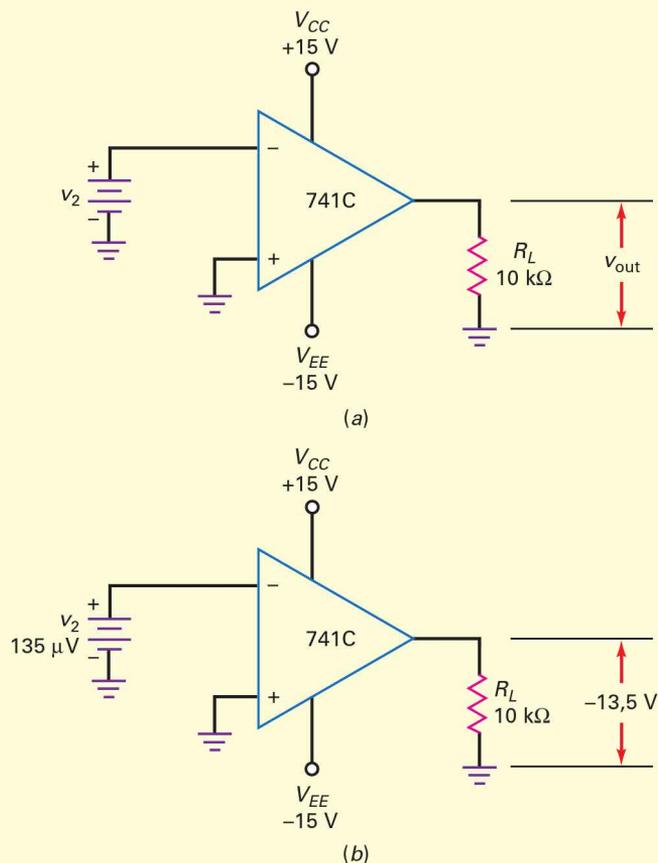


Figure 16.11

Réponse La figure 16.7b montre que la tension maximale crête à crête (MPP) vaut 27 V pour une résistance de charge $10 \text{ k}\Omega$. Cela se traduit par une sortie

-13,5 V pour la saturation négative. Or, le 741C a un gain en tension boucle ouverte 100 000 ; la tension nécessaire à l'entrée est donc :

$$v_2 = \frac{13,5 \text{ V}}{100\,000} = 135 \text{ } \mu\text{V}$$

La figure 16.11b concrétise la réponse : 135 μV sur l'entrée inverseuse donnent la saturation négative à -13,5 V.

16.1 Avez-vous compris ? Reprendre la question 16.1 avec $A_{\text{VOL}} = 200\,000$.

Question 16.2

Que vaut le taux de réjection mode commun d'un 741C quand la fréquence d'entrée est 100 kHz ?

Réponse Sur la figure 16.7a, nous lisons un CMRR d'approximativement 40 dB à 100 kHz. Cela est équivalent à 100. Le signal utile est amplifié 100 fois plus que le signal mode commun à 100 kHz.

16.2 Avez-vous compris ? Quel est le CMRR d'un 741C quand la fréquence d'entrée est de 10 kHz ?

Question 16.3

Quels sont les gains en tension boucle ouverte pour un 741C aux fréquences d'entrée suivantes : 1 kHz ; 10 kHz ; 100 kHz ?

Réponse D'après la figure 16.7c, le gain en tension est 1 000 à 1 kHz, 100 à 10 kHz et 10 à 100 kHz. Nous voyons que le gain diminue d'un facteur 10 quand la fréquence augmente d'un facteur 10.

Question 16.4

La tension d'entrée d'un ampli op est un échelon de tension important. La sortie est un signal de forme exponentielle qui varie de 0,25 V pendant 0,1 μs . Quel est le slew rate de l'ampli op ?

Réponse Avec la relation (16.1), on écrit :

$$S_R = \frac{0,25 \text{ V}}{0,1 \text{ } \mu\text{s}} = 2,5 \text{ V}/\mu\text{s}$$

16.4 Avez-vous compris ? Quel est le slew rate si la sortie varie de 0,8 V pendant 0,2 μs ?

Question 16.5

Le LF411A possède un slew rate égal à 15 V/ μs . Quelle est la bande passante grand signal pour une valeur crête de la tension de sortie 10 V ?

Réponse Avec la relation (16.2), on écrit :

$$f_{\text{max}} = \frac{S_R}{2\pi V_p} = \frac{15 \text{ V}/\mu\text{s}}{2\pi (10 \text{ V})} = 239 \text{ kHz}$$

16.5 Avez-vous compris ? Reprendre la question 16.5 avec un 741C et $V_p = 200$ mV.

Question 16.6

Quelle est la bande passante grand signal dans tous les cas suivants ?

$$S_R = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s} \quad \text{et} \quad V_p = 8 \text{ V}$$

$$S_R = 5 \text{ V}/\mu\text{s} \quad \text{et} \quad V_p = 8 \text{ V}$$

$$S_R = 50 \text{ V}/\mu\text{s} \quad \text{et} \quad V_p = 8 \text{ V}$$

Réponse Sur la figure 16.10, la lecture de chaque bande passante grand signal donne les réponses suivantes : 10 kHz, 100 kHz et 1 MHz.

16.6 Avez-vous compris ? Reprendre la question 16.6 avec $V_p = 1$ V.

16.3 Le montage amplificateur inverseur

L'**amplificateur inverseur** est le montage le plus fondamental de l'ampli opérationnel. Il utilise la réaction négative pour stabiliser le gain en tension total. En effet, le gain en tension boucle ouverte A_{VOL} est trop important et trop instable pour tout usage sans une forme quelconque de réaction. Pour le 741C, la valeur minimale du gain boucle ouverte est 20 000 et la valeur maximale 200 000 ; une valeur aussi grande avec une telle imprécision est inutilisable sans réaction.

16.3.1 Réaction sur l'entrée inverseuse

La figure 16.12 représente un montage amplificateur inverseur. Pour garder un schéma simple, nous n'avons pas représenté les alimentations de tension. En d'autres termes, nous observons le circuit équivalent AC. La résistance R_1 reçoit la tension de commande v_{in} . Le résultat est une tension d'entrée v_2 inversée qui, amplifiée par le gain en tension boucle ouverte, donne une tension de sortie inversée. Celle-ci est ramenée à l'entrée par l'intermédiaire d'une résistance R_f . Le résultat est une réaction négative car la sortie est déphasée de 180° par rapport à l'entrée. Autrement dit, le signal de sortie s'oppose à toute variation de la tension v_2 produite par la tension d'entrée.

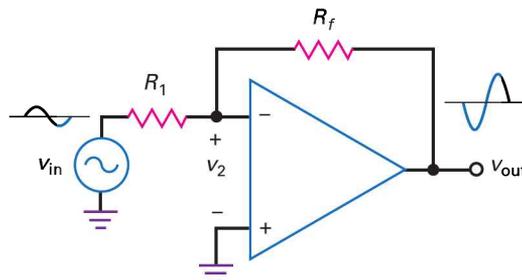


Figure 16.12
L'amplificateur inverseur.

Voici comment la réaction négative stabilise le gain en tension global : si le gain boucle ouverte A_{VOL} augmente pour une raison quelconque, la tension de sortie

augmente et ramène plus de tension sur l'entrée inverseuse, celle-ci fait diminuer v_2 . Donc, alors que le gain A_{VOL} augmente, la tension v_2 diminue et la tension de sortie finale augmente beaucoup moins qu'elle ne le ferait sans la réaction négative. Le résultat global est une augmentation de la tension de sortie tellement faible qu'elle est difficilement repérable. Au chapitre suivant, nous allons étudier mathématiquement la réaction négative et vous comprendrez mieux pourquoi les variations sont si petites.

16.3.2 Masse virtuelle

Lorsque nous connectons un point du montage à la masse avec un morceau de fil conducteur, la tension à ce point devient nulle. Mais en plus, le fil procure au courant un chemin pour aller à la masse. Une *masse réelle* (un fil conducteur entre un point et la masse) met à la masse la tension et le courant.

Une **masse virtuelle** est différente, c'est une astuce largement utilisée dans l'étude de l'ampli inverseur. Grâce à elle, son analyse ou celle d'autres montages similaires devient incroyablement simple.

La notion de masse virtuelle est basée sur l'ampli op idéal. Quand l'amplificateur opérationnel est idéal, son gain en tension boucle ouverte est infini et sa résistance d'entrée aussi. À partir de cela, nous pouvons déduire les propriétés idéales pour l'amplificateur inverseur de la figure 16.13 :

- 1) La résistance R_{in} est infinie, le courant i_2 est nul.
- 2) Le gain A_{VOL} est infini, la tension v_2 est nulle.

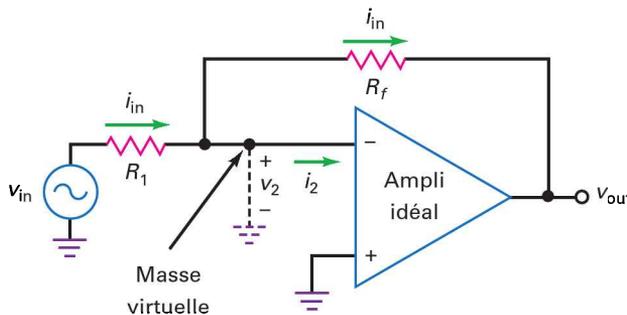


Figure 16.13
La notion de masse virtuelle : court-circuit pour la tension, circuit ouvert pour le courant.

D'après la figure 16.13, le courant traversant la résistance R_f est égal au courant d'entrée dans la résistance R_1 car le courant i_2 est nul. De plus, la tension v_2 étant nulle, la masse virtuelle représentée sur la figure 16.13 signifie que l'entrée inverseuse se comporte comme une masse pour la tension, mais comme un circuit ouvert pour le courant !

La masse virtuelle est exceptionnelle, elle ressemble à une demi-masse car elle est un court-circuit pour la tension et un circuit ouvert pour le courant. Pour rappeler cette qualité de masse partielle, on trace une ligne pointillée entre l'entrée inverseuse et la masse, le pointillé indiquant qu'aucun courant ne passe. Bien qu'elle soit une approximation idéale, l'hypothèse de la masse virtuelle donne de très bons résultats pour les fortes réactions négatives.

16.3.3 Gain en tension

Sur la figure 16.14, imaginons une masse virtuelle sur l'entrée inverseuse ; alors, la tension de la droite de la résistance R_1 est nulle et :

$$v_{in} = i_{in} R_1$$

De même pour la gauche de la résistance R_f , et l'amplitude de la tension de sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = i_{\text{in}} R_f$$

La division de v_{out} par v_{in} donne le gain en tension, où $A_v = v_{\text{out}}/v_{\text{in}} = -i_{\text{in}} R_f / R_1$. Donc :

$$A_{v(\text{CL})} = \frac{-R_f}{R_1} \quad (16.3)$$

où $A_{v(\text{CL})}$ est le **gain en tension boucle fermée** (CL : *Closed-Loop*) car c'est le gain lorsque la réaction entre la sortie et l'entrée existe. À cause de cette réaction négative, le gain boucle fermée $A_{v(\text{CL})}$ est toujours inférieur au gain boucle ouverte A_{VOL} .

Voyons la simplicité et l'élégance de la relation (16.3). Le gain en tension boucle fermée est égal au rapport de la résistance de réaction sur la résistance d'entrée ; si $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_f = 50 \text{ k}\Omega$, le gain vaut 50. La forte réaction négative produit un gain en tension très stable ; si A_{VOL} change avec la température, les tensions des alimentations, ou le remplacement de l'ampli op, $A_{v(\text{CL})}$ reste toujours très proche de 50. Dans le chapitre 19, nous étudierons la stabilité du gain en détail. Le signe « moins » dans l'équation du gain en tension indique un déphasage de 180° .

Bon à Savoir

Un amplificateur inverseur peut avoir plus qu'une seule entrée parce que, avec le point de masse virtuel, chaque entrée est effectivement isolée de l'autre. Chaque entrée ne voit que sa propre résistance d'entrée.

16.3.4 Impédance d'entrée

Dans certaines applications, le concepteur peut vouloir une impédance d'entrée donnée. La facilité pour obtenir une impédance d'entrée de valeur imposée est l'un des avantages de l'amplificateur inverseur. Voici pourquoi : la partie droite de la résistance R_1 est virtuellement à la masse, donc l'impédance d'entrée boucle fermée est :

$$z_{\text{in}(\text{CL})} = R_1 \quad (16.4)$$

C'est l'impédance vue à la gauche de R_1 , comme cela est reporté sur la figure 16.14. Pour une impédance d'entrée $2 \text{ k}\Omega$ et un gain en tension boucle fermée de 50, le concepteur doit mettre $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ et $R_f = 100 \text{ k}\Omega$.

16.3.5 Bande passante

La **bande passante boucle ouverte** ou la fréquence de coupure d'un ampli op est très faible à cause de la présence du condensateur de compensation à l'intérieur de l'ampli. Pour le 741C :

$$f_{2(\text{OL})} = 10 \text{ Hz}$$

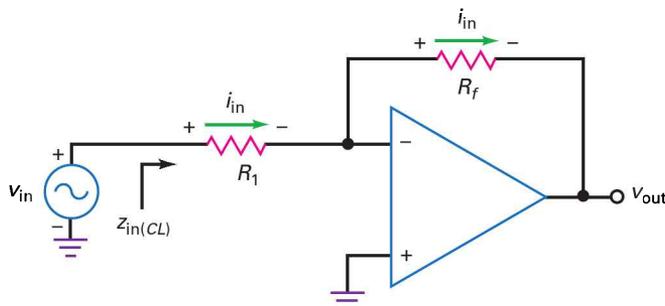


Figure 16.14
L'ampli inverseur présente le même courant dans les deux résistances.

C'est la fréquence de cassure du gain et le début de la descente d'une réponse du premier ordre.

Avec une réaction négative, la bande passante globale augmente. En voici la cause : lorsque la fréquence d'entrée est supérieure à $f_{2(OL)}$, le gain boucle ouverte A_{VOL} diminue de 20 dB par décade ; quand v_{out} essaie de diminuer, l'entrée inverseuse reçoit moins de tension de réaction et de ce fait la tension v_2 augmente pour compenser la diminution de A_{VOL} . Par conséquent, le gain $A_{v(CL)}$ casse à une fréquence supérieure à $f_{2(OL)}$; et plus la réaction négative est forte, plus la fréquence de coupure boucle fermée est haute. Autrement dit, plus $A_{v(CL)}$ est petit, plus $f_{2(CL)}$ est haute.

La figure 16.15 illustre la croissance de la fréquence de coupure boucle fermée en fonction de la réaction négative (contre-réaction). Nous voyons bien que plus la réaction négative est importante (gain $A_{v(CL)}$ plus faible), plus la bande passante est importante. Voici la relation pour la bande passante en boucle fermée d'un amplificateur inverseur :

$$f_{2(CL)} = \frac{f_T}{A_{v(CL)} + 1}$$

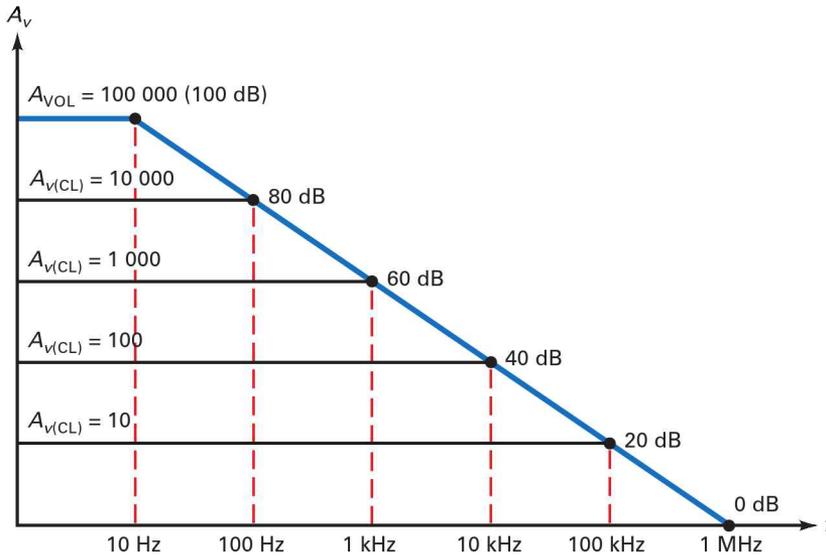


Figure 16.15
Moins de gain en tension,
plus de bande passante.

Dans la plupart des cas, le gain boucle fermée $A_{v(CL)}$ est plus grand que 10, et la relation se simplifie :

$$f_{2(CL)} = \frac{f_T}{A_{v(CL)}} \quad (16.5)$$

Par exemple, si $A_{v(CL)}$ vaut 10 :

$$f_{2(CL)} = \frac{1 \text{ MHz}}{10} = 100 \text{ kHz}$$

en accord avec la figure 16.14. Si $A_{v(CL)} = 100$:

$$f_{2(CL)} = \frac{1 \text{ MHz}}{100} = 10 \text{ kHz}$$

toujours en accord avec la courbe.

L'équation (16.5) peut se mettre sous la forme :

$$f_T = A_{v(CL)} f_{2(CL)} \quad (16.6)$$

La fréquence du gain unitaire est égale au produit du gain par la bande passante ; pour cette raison, beaucoup de fiches techniques nomment cette grandeur **produit gain-bande** (PGB).

Remarque : sur les fiches techniques, il n'existe pas de symbole uniforme pour identifier le gain en tension boucle ouverte ; vous pouvez trouver A_{OL} , A_v , A_{vo} ou A_{vol} . Il est généralement facile d'identifier ce gain dans les fiches techniques ; par souci de clarté et de simplicité, dans tout le livre nous utiliserons le symbole A_{VOL} .

16.3.6 Polarisation et décalages

La réaction négative diminue la tension d'erreur à la sortie provoquée par le courant de polarisation, le courant et la tension de décalage à l'entrée. Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, ces trois termes d'erreur à l'entrée et la relation donnant la tension d'erreur à la sortie est :

$$V_{err} = A_{VOL} (V_{1err} + V_{2err} + V_{3err})$$

Avec une contre-réaction, la relation précédente devient :

$$V_{err} = \pm A_{v(CL)} (\pm V_{1err} \pm V_{2err} \pm V_{3err}) \quad (16.7)$$

où V_{err} est la tension totale d'erreur à la sortie. Remarquons les signes \pm de la relation (16.7) ; ils n'existent pas dans les fiches techniques car on suppose que l'erreur peut être dans un sens quelconque. Par exemple, chaque courant base peut être supérieur à l'autre, donc la tension d'entrée de décalage peut être positive ou négative.

En fabrication, les erreurs d'entrée doivent être ajoutées pour déterminer le pire des cas. Nous rappelons ici les erreurs d'entrée étudiées au chapitre précédent :

$$V_{1err} = (R_{B1} - R_{B2}) I_{in(pol)} \quad (16.8)$$

$$V_{2err} = (R_{B1} + R_{B2}) \frac{I_{in(off)}}{2} \quad (16.9)$$

$$V_{3err} = V_{in(off)} \quad (16.10)$$

Si le gain A_{CL} est petit, la tension totale d'erreur à la sortie donnée par la relation (16.7) peut être suffisamment faible pour être ignorée. Sinon, il faut utiliser une résistance de compensation ou un circuit d'annulation.

Dans l'ampli inverseur, R_{B2} représente la résistance de Thévenin vue par l'entrée inverseuse du côté de la source ; son expression est :

$$R_{B2} = R_1 \parallel R_f \quad (16.11)$$

Dans le cas où il est nécessaire de faire une compensation pour le courant de polarisation d'entrée, on connecte une résistance R_{B1} à l'entrée non inverseuse. Sa présence ne modifie pas l'approximation de la masse virtuelle, car aucun courant AC ne la traverse.

||| Multisim

Question 16.7

La figure 16.16a est un circuit équivalent AC, ainsi nous ignorons l'erreur de sortie causée par le courant de polarisation d'entrée et les décalages. Quels sont le gain en tension boucle fermée et la bande passante ? Quelle est la tension de sortie à 1 kHz ? à 1 MHz ?

Réponse Avec la relation (16.3), le gain en tension boucle fermée est :

$$A_{v(CL)} = \frac{-75 \text{ k}\Omega}{1,5 \text{ k}\Omega} = -50$$

La relation (16.5) détermine la bande passante :

$$f_{2(CL)} = \frac{1 \text{ MHz}}{50} = 20 \text{ kHz}$$

La figure 16.16b représente le diagramme de Bode asymptotique du gain en tension boucle fermée. Le gain 50 exprimé en dB est 34 dB (astuce : 50 est la moitié de 100, donc enlevez 6 dB à 40 dB). La tension de sortie à 1 kHz vaut :

$$v_{out} = -50(10 \text{ mV}_{pp}) = -500 \text{ mV}_{pp}$$

Puisque 1 MHz est la fréquence du gain unitaire, la tension de sortie à cette fréquence vaut $V_{out} = -10 \text{ mV}_{pp}$.

À nouveau ici, le signe « moins » indique un déphasage de 180° entre l'entrée et la sortie.

16.7 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 16.16a. Quelle est la tension de sortie à 100 kHz ? [Indication : Utiliser l'équation (14.20).]

Question 16.8

Que vaut la tension de sortie sur la figure 16.17 lorsque V_{in} est nulle ? Utilisez les valeurs courantes données par l'encart *À retenir* 16.1.

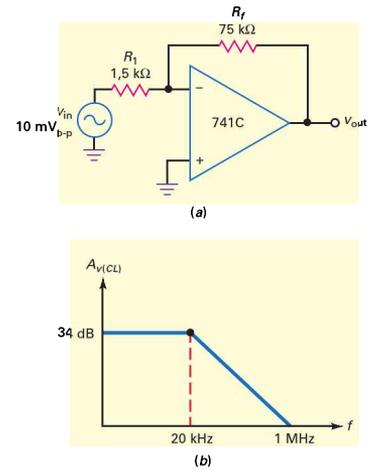


Figure 16.16

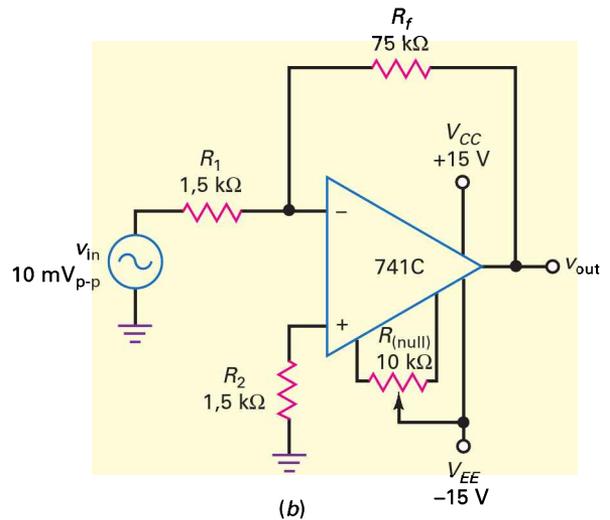
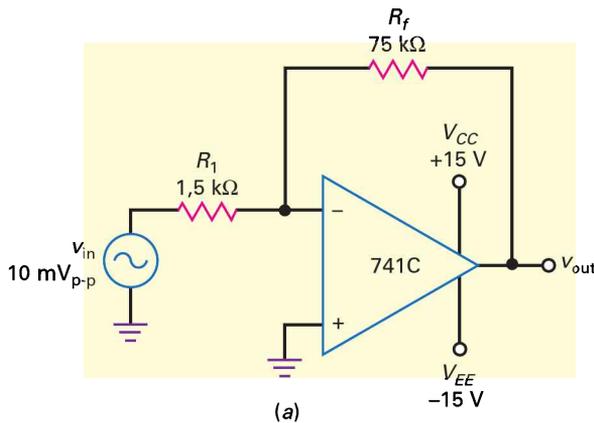


Figure 16.17

Réponse L'encart *À retenir* 16.1 donne pour le 741C les valeurs suivantes :

$I_{in(pol)} = 80 \text{ nA}$; $I_{in(off)} = 20 \text{ nA}$; $V_{in(off)} = 2 \text{ mV}$. La relation (16.11) donne :

$$R_{B2} = R_1 || R_f = 1,5 \text{ k}\Omega || 75 \text{ k}\Omega = 1,47 \text{ k}\Omega$$

Avec les relations (16.8) à (16.10), les trois tensions d'erreurs à l'entrée sont :

$$V_{1\text{err}} = (R_{B1} - R_{B2})I_{\text{in(pol)}} = (-1,47 \text{ k}\Omega)(80 \text{ nA}) = -0,118 \text{ mV}$$

$$V_{2\text{err}} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{\text{in(off)}}}{2} = (1,47 \text{ k}\Omega)(10 \text{ nA}) = 0,0147 \text{ mV}$$

$$V_{3\text{err}} = V_{\text{in(off)}} = 2 \text{ mV}$$

Dans la question précédente, nous avons calculé un gain boucle fermé égal à 50. Avec la relation (16.7), en additionnant les erreurs de la façon la plus défavorable possible, nous obtenons une tension d'erreur à la sortie :

$$V_{\text{err}} = \pm 50(0,118 \text{ mV} + 0,0147 \text{ mV} + 2 \text{ mV}) = \pm 107 \text{ mV}$$

16.8 Avez-vous compris ? Reprendre la question 16.8 avec un ampli op LF 157A.

Question 16.9

Dans la question précédente, nous avons utilisé les paramètres classiques. La fiche technique du 741C donne aussi les valeurs les plus défavorables suivantes : $I_{\text{in(pol)}} = 500 \text{ nA}$; $I_{\text{in(off)}} = 200 \text{ nA}$; $V_{\text{in(off)}} = 6 \text{ mV}$. Sur la figure 16.17a, recalculez la tension de sortie quand V_{in} est nulle.

Réponse Selon les relations (16.8) à (16.10), les trois tensions d'erreur à l'entrée valent :

$$V_{1\text{err}} = (R_{B1} - R_{B2})I_{\text{in(pol)}} = (-1,47 \text{ k}\Omega)(500 \text{ nA}) = -0,735 \text{ mV}$$

$$V_{2\text{err}} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{\text{in(off)}}}{2} = (1,47 \text{ k}\Omega)(100 \text{ nA}) = 0,147 \text{ mV}$$

$$V_{3\text{err}} = V_{\text{in(off)}} = 6 \text{ mV}$$

La somme de ces trois valeurs donne une tension d'erreur à la sortie dans le cas le plus défavorable :

$$V_{\text{err}} = \pm 50(0,735 \text{ mV} + 0,147 \text{ mV} + 6 \text{ mV}) = \pm 344 \text{ mV}$$

Dans la question 16.7, la tension de sortie désirée est $500 \text{ mV}_{\text{pp}}$. Pouvons-nous ignorer une tension d'erreur d'une telle importance ? Cela dépend de l'application. Par exemple, supposons que nous devons amplifier des signaux audio dont la fréquence est comprise entre 20 Hz et 20 kHz. Dans ce cas, il est possible de relier la sortie à la résistance de charge ou à l'étage suivant par un condensateur. La tension d'erreur DC est bloquée, le signal utile AC est transmis ; ici, la tension d'erreur n'a aucune importance.

Par contre, si nous voulons amplifier un signal dont la fréquence varie de 0 à 20 kHz, il faudra soit utiliser un ampli op plus performant soit modifier le montage. Sur la figure 16.17b, nous avons ajouté une résistance de compensation pour éliminer l'effet du courant de polarisation d'entrée et nous avons utilisé un potentiomètre 10 k Ω pour annuler les effets du courant et de la tension de décalage.

16.4 L'amplificateur non inverseur

L'**amplificateur non inverseur** est un autre montage fondamental réalisé à partir d'un ampli op. Il se sert de la réaction négative pour stabiliser le gain global, pour augmenter l'impédance d'entrée et diminuer l'impédance de sortie.

16.4.1 Circuit fondamental

La figure 16.18 représente le circuit équivalent AC d'un amplificateur non inverseur. L'entrée non inverseuse reçoit la tension d'entrée v_{in} . Cette dernière est amplifiée pour donner une tension de sortie en phase avec elle. Une partie de la tension de sortie est ramenée à l'entrée grâce à un diviseur de tension. La tension sur la résistance R_1 est la tension de réaction appliquée sur l'entrée inverseuse. Elle est presque la même que la tension d'entrée, car le grand gain en tension boucle ouverte impose une très petite différence entre v_1 et v_2 . Puisque la tension de réaction s'oppose à la tension d'entrée, nous avons une contre-réaction.

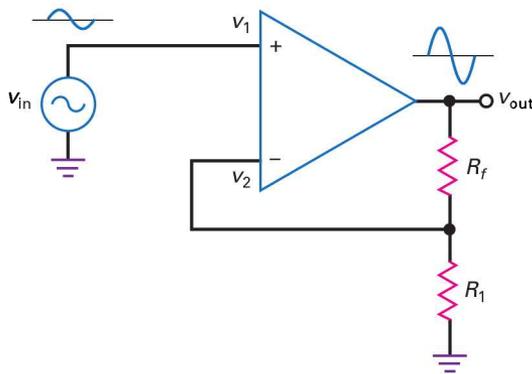


Figure 16.18
L'ampli non inverseur.

Voici comment cette contre-réaction stabilise le gain global : dans le cas d'un accroissement du gain boucle ouverte A_{VOL} , la tension de sortie augmente et ramène plus de tension sur l'entrée inverseuse. Cette tension de contre-réaction réduit la tension effective d'entrée $v_1 - v_2$. Donc, malgré l'augmentation du gain A_{VOL} , cette diminution donne une tension de sortie finale qui augmente beaucoup moins qu'elle ne le ferait sans la présence de la contre-réaction. Le résultat global est une très petite augmentation de la tension de sortie.

16.4.2 Court-circuit virtuel

Lorsque nous connectons deux points d'un montage avec un morceau de fil conducteur, la tension des deux points par rapport à la masse est la même. En plus, le fil donne un chemin au courant pour passer d'un point à l'autre. Un *court-circuit réel* (un fil conducteur entre deux points) est un court-circuit à la fois pour la tension et le courant.

Le **court-circuit virtuel** est différent, on l'utilise dans l'analyse des amplis non inverseurs ; il permet alors une étude rapide et simple.

Bon à Savoir

Dans la figure 16.19, l'impédance d'entrée en boucle fermée est $Z_{in(CL)} = R_{in} (1 + A_{VOL} B)$, où R_{in} est la résistance d'entrée en boucle ouverte.

Le court-circuit virtuel utilise deux propriétés de l'ampli op idéal :

- 1) La résistance R_{in} est infinie, les deux courants d'entrée sont nuls.
- 2) Le gain A_{VOL} est infini, la différence $v_1 - v_2$ est nulle.

La figure 16.19 montre un court-circuit virtuel entre les deux bornes d'entrée de l'ampli op. C'est un court-circuit pour la tension et un circuit ouvert pour le courant. Pour le rappeler, une ligne en pointillés indique que le courant ne passe pas à travers elle. Tout en étant une approximation idéale, cette dernière donne des réponses très précises si la réaction négative est importante.

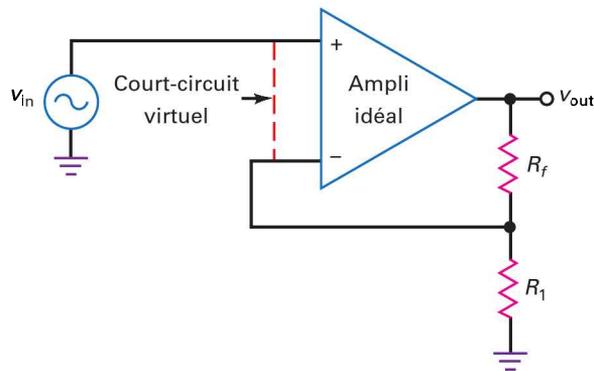


Figure 16.19
Un court-circuit virtuel existe entre les deux entrées de l'ampli op.

Voici l'emploi d'un court-circuit virtuel : chaque fois que nous analysons un ampli non inverseur, nous pouvons imaginer un court-circuit virtuel entre les bornes d'entrée de l'ampli op. Tant que celui-ci fonctionne en régime linéaire (pas de saturation négative ou positive), le gain boucle ouverte est proche de l'infini et le court-circuit virtuel est présent entre ses bornes d'entrée.

Une autre remarque : la tension sur l'entrée inverseuse suit la tension sur l'entrée non inverseuse à cause de la présence du court-circuit virtuel. Si la tension sur l'entrée (+) augmente ou diminue, la tension sur l'entrée (-) augmente ou diminue immédiatement de la même valeur. On appelle cette propriété le **bootstrapping**. L'entrée non inverseuse impose le comportement de l'entrée inverseuse, ou encore l'évolution de l'entrée (-) reproduit celle de l'entrée (+).

16.4.3 Gain en tension

Sur la figure 16.20, imaginons un court-circuit virtuel entre les entrées de l'ampli op. Dans ces conditions, la tension d'entrée se retrouve sur la résistance R_1 et nous pouvons écrire :

$$v_{in} = i_1 R_1$$

De plus, aucun courant ne passe dans un court-circuit virtuel, donc le même courant i_1 doit traverser la résistance R_f , ce qui donne pour la tension de sortie :

$$v_{out} = i_1 (R_f + R_1)$$

Le gain en tension est v_{out} sur v_{in} :

$$A_{v(CL)} = \frac{R_f + R_1}{R_1}$$

ou

$$A_{v(CL)} = \frac{R_f}{R_1} + 1 \quad (16.12)$$

C'est facile à retenir : nous avons l'expression du gain de l'ampli inverseur plus 1.

De plus, la sortie étant en phase avec l'entrée, il n'apparaît pas de signe « moins » dans l'équation du gain en tension.

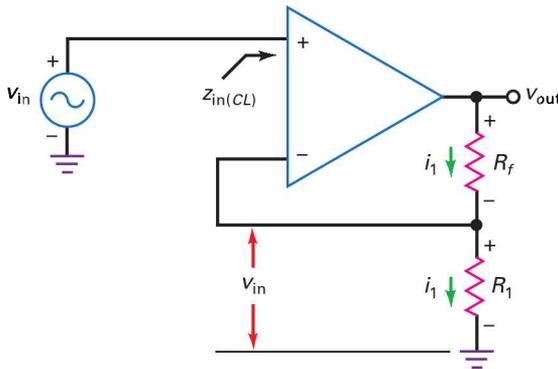


Figure 16.20
La tension d'entrée se reporte sur R_1 et le même courant passe dans les deux résistances.

16.4.4 Autres grandeurs

L'impédance d'entrée du montage boucle fermée tend vers l'infini. Dans le chapitre suivant, nous allons analyser mathématiquement les effets de la réaction négative et découvrir que cette dernière augmente l'impédance d'entrée. Or, l'impédance d'entrée boucle ouverte est déjà grande ($2 \text{ M}\Omega$ pour le 741C) ; elle sera encore plus grande pour le montage boucle fermée.

L'effet de la contre-réaction sur la bande passante est le même qu'avec un ampli inverseur :

$$f_{2(CL)} = \frac{f_T}{A_{v(CL)}}$$

De nouveau, nous pouvons échanger du gain en tension contre de la bande passante ; plus le gain en tension boucle fermée sera faible, plus la bande passante sera importante.

L'analyse des erreurs provoquées par le courant de polarisation, les décalages du courant et de la tension à l'entrée, est la même que celle effectuée pour l'ampli inverseur. Après l'évaluation de chaque erreur d'entrée, il faut multiplier par le gain boucle fermée pour obtenir l'erreur totale à la sortie.

R_{B2} est la résistance de Thévenin vue par l'entrée inverseuse du côté du diviseur de tension. Elle est identique à celle de l'ampli inverseur :

$$R_{B2} = R_1 \parallel R_f$$

Dans le cas où le courant de polarisation d'entrée nécessite une compensation, nous connectons sur l'entrée non inverseuse une résistance de même valeur R_{B1} . Celle-ci n'a aucun effet sur l'approximation du court-circuit virtuel, car aucun courant ne la traverse.

16.4.5 La tension d'erreur diminue la dynamique

Comme nous l'avons vu précédemment, si nous amplifions des signaux AC, il est possible de faire des liaisons par capacité à la charge et ignorer la tension de sortie d'erreur, à moins qu'elle ne soit excessivement grande. Dans ce cas, elle réduit la tension crête à crête de sortie maximale avant écrêtage.

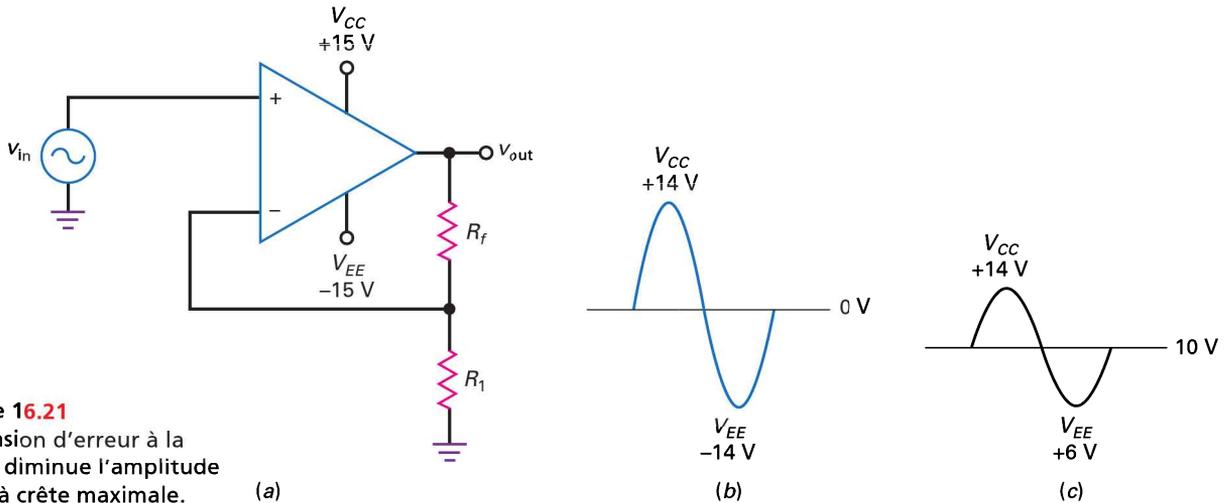


Figure 16.21
La tension d'erreur à la sortie diminue l'amplitude crête à crête maximale.

Sans tension d'erreur à la sortie, l'ampli non inverseur de la figure 16.21a peut varier approximativement jusqu'à un volt ou deux au-dessous des tensions d'alimentation. Pour simplifier, supposons que la tension de sortie évolue entre +14 V et -14 V, soit une dynamique maximale de 28 V (figure 16.21b). Maintenant, imaginons une tension d'erreur égale à +10 V (figure 16.21c) ; dans ce cas, l'amplitude maximale de variation avant écrêtage est seulement 8 V, car la tension de sortie varie entre +14 V et +6 V. C'est peut-être suffisant pour des applications ne demandant pas de grandes tensions de sortie. Il faut retenir ceci : plus la tension d'erreur à la sortie est importante, plus la valeur de la dynamique est faible.

||| Multisim

Question 16.10

D'après la figure 16.22a, quelles sont, en boucle fermée, les valeurs du gain en tension et de la bande passante ? Quelle est la tension de sortie à 250 kHz ?

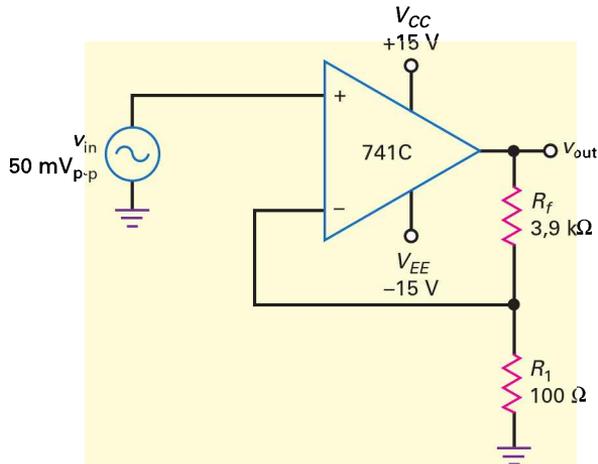
Réponse Avec la relation (16.12), nous obtenons :

$$A_{v(CL)} = \frac{3,9 \text{ k}\Omega}{100 \Omega} + 1 = 40$$

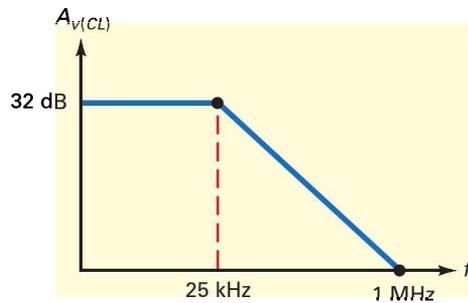
La division de la fréquence du gain unitaire par le gain boucle fermée donne :

$$f_{2(CL)} = \frac{1 \text{ MHz}}{40} = 25 \text{ kHz}$$

La figure 16.22b représente le diagramme de Bode asymptotique du gain boucle fermée. La valeur 40 exprimée en dB est 32 dB (Astuce : $40 = 10 \times 2 \times 2$ ou $20 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + 6 \text{ dB} = 32 \text{ dB}$.)



(a)



(b)

Figure 16.22

Comme la coupure se produit à 25 kHz, le gain a diminué de 20 dB à 250 kHz, soit $A_{v(CL)} = 12$ dB à 250 kHz, ce qui revient à un gain de 4. Donc à 250 kHz, la tension de sortie vaut :

$$v_{out} = 4(50 \text{ mV}_{pp}) = 200 \text{ mV}_{pp}$$

16.10 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 16.22 en faisant passer la valeur de la résistance de 3,9 kΩ à 4,9 kΩ. Trouver alors $A_{v(CL)}$ et v_{out} à 200 kHz.

Question 16.11

Par commodité, nous redonnons les paramètres les plus défavorables du 741C : $I_{in(pol)} = 500$ nA ; $I_{in(off)} = 200$ nA ; $V_{in(off)} = 6$ mV. Quelle est la tension d'erreur à la sortie sur la figure 16.22a ?

Réponse R_{B2} est la résistance équivalente aux résistances 3,9 kΩ et 100 Ω en parallèle, soit approximativement 100 Ω. Avec les relations (16.8) à (16.10), les trois tensions d'erreur sont :

$$V_{1err} = (R_{B1} - R_{B2})I_{in(pol)} = (-100 \text{ } \Omega)(500 \text{ nA}) = -0,05 \text{ mV}$$

$$V_{2err} = (R_{B1} + R_{B2})\frac{I_{in(off)}}{2} = (100 \text{ } \Omega)(100 \text{ nA}) = 0,01 \text{ mV}$$

$$V_{3err} = V_{in(off)} = 6 \text{ mV}$$

L'addition des trois tensions d'erreur donne le cas le plus défavorable :

$$V_{\text{err}} = \pm 40(0,05 \text{ mV} + 0,01 \text{ mV} + 6 \text{ mV}) = \pm 242 \text{ mV}$$

Si cette tension pose un véritable problème, nous pouvons utiliser un potentiomètre 10 k Ω pour annuler la tension de sortie, comme nous l'avons vu précédemment.

16.5 Deux autres applications de l'ampli op

Les applications de l'ampli op sont si nombreuses et si variées qu'il est impossible de les envisager toutes dans ce chapitre. En outre, il est nécessaire de mieux comprendre la contre-réaction avant de considérer quelques-unes des applications les plus évoluées. Pour l'instant, examinons deux circuits pratiques.

16.5.1 L'amplificateur sommateur

Chaque fois qu'il est nécessaire de combiner deux ou plusieurs signaux analogiques en un seul, le choix naturel est l'utilisation de l'**amplificateur sommateur** représenté par la figure 16.23a. Pour simplifier, le circuit envisagé ne possède que deux entrées, mais il est possible d'avoir autant d'entrées que l'application le demande. Un circuit comme celui-là amplifie chaque signal d'entrée. Le gain de chaque *voie* ou entrée est le rapport entre la résistance de réaction et la résistance à l'entrée concernée. Pour la figure 16.23a, les gains en tension sont :

$$A_{v1(\text{CL})} = \frac{-R_f}{R_1} \quad \text{et} \quad A_{v2(\text{CL})} = \frac{-R_f}{R_2}$$

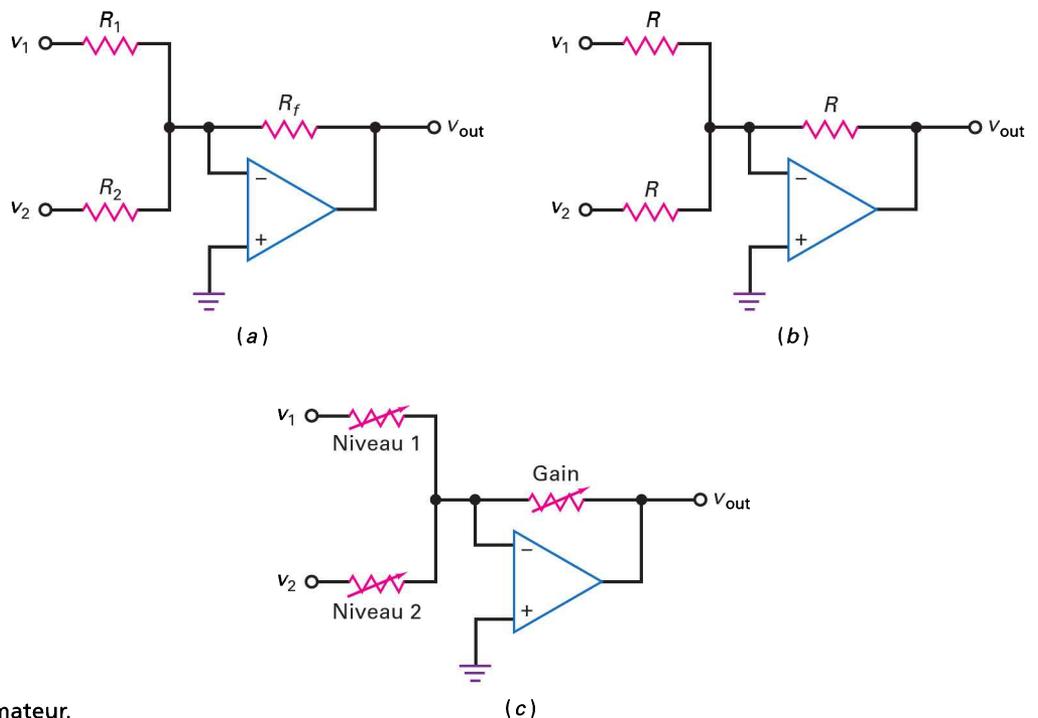


Figure 16.23
Amplificateur sommateur.

Le montage sommateur combine tous les signaux d'entrée amplifiés en un seul donné par :

$$v_{\text{out}} = A_{v1(\text{CL})}v_1 + A_{v2(\text{CL})}v_2 \quad (16.13)$$

Il est facile de démontrer la relation (16.13) car l'entrée inverseuse est une masse virtuelle et le courant total est :

$$i_{\text{in}} = i_1 + i_2 = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2}$$

Ce courant total traverse la résistance de réaction et engendre une tension de sortie d'amplitude :

$$v_{\text{out}} = (i_1 + i_2)R_f = \frac{R_f}{R_1}v_1 + \frac{R_f}{R_2}v_2$$

Vous voyez que chaque tension d'entrée multipliée par le gain de sa voie est ajoutée pour donner la tension totale à la sortie. Avec un nombre quelconque d'entrées, nous obtenons les mêmes résultats.

Dans certaines applications, toutes les résistances sont identiques (figure 16.23b) ; chaque voie présente un gain unitaire et la sortie est donc :

$$v_{\text{out}} = v_1 + v_2 + \dots + v_n$$

C'est une méthode pratique pour combiner des signaux en maintenant leur valeur relative. La tension de sortie peut ensuite être traitée par beaucoup de circuits.

La figure 16.23c représente un **mélangeur**. C'est un montage pratique pour combiner les signaux audio dans une installation haute-fidélité. Les résistances ajustables positionnent le niveau de chaque entrée, et le contrôle de gain nous permet d'ajuster le volume du signal résultant à la sortie. En diminuant NIVEAU 1, nous augmentons la force de v_1 dans le signal de sortie ; en diminuant NIVEAU 2, nous augmentons v_2 . En augmentant GAIN, nous renforçons les deux signaux v_1 et v_2 .

Pour terminer : dans le cas où il serait nécessaire de compenser le circuit sommateur, la résistance à ajouter sur l'entrée non inverseuse est la résistance de Thévenin vue par l'entrée inverseuse en regardant toutes les sources. Elle est égale à la résistance équivalente de toutes les résistances reliées à la masse virtuelle :

$$R_{B2} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_f \parallel \dots \parallel R_n$$

16.5.2 Le suiveur de tension

Dans notre étude des amplificateurs BJT, nous avons étudié le montage émetteur suiveur et remarqué son utilité pour augmenter l'impédance d'entrée alors qu'il donne une tension de sortie sensiblement identique à la tension d'entrée. Le **suiveur de tension** est l'équivalent de l'émetteur suiveur, mais il fonctionne beaucoup mieux.

La figure 16.24a représente le schéma équivalent AC du montage suiveur de tension. Bien que sa simplicité déçoive, il est très proche du cas idéal car la contre-réaction est maximale. Nous voyons que la résistance de réaction est nulle, donc la totalité de la tension de sortie est ramenée sur l'entrée inverseuse. La présence du court-circuit virtuel entre les deux entrées impose une tension de sortie identique à la tension d'entrée :

$$v_{\text{out}} = v_{\text{in}}$$

ce qui entraîne :

$$A_{v(CL)} = 1 \quad (16.15)$$

Nous obtenons le même résultat en utilisant la formule du gain en tension boucle fermée (16.12) avec $R_f = 0$ et $R_1 = \infty$:

$$A_{v(CL)} = \frac{R_f}{R_1} + 1 = 1$$

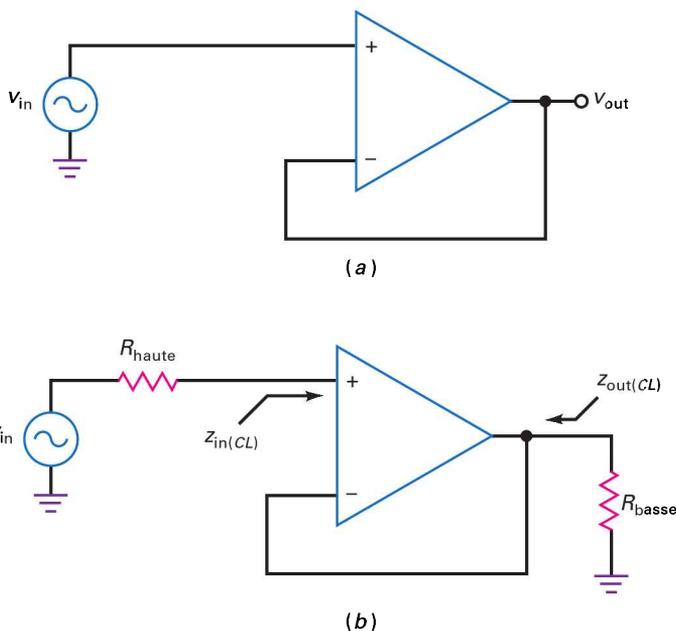


Figure 16.24

(a) Le suiveur de tension possède un gain unitaire et une bande passante maximale ;

(b) le suiveur de tension permet de connecter une source de haute impédance avec une charge basse impédance sans perte de tension.

Par conséquent, ce montage est un parfait suiveur car il donne une tension de sortie exactement égale à la tension d'entrée (ou suffisamment proche pour convenir à la plupart des applications).

En plus, la contre-réaction maximale produit une impédance d'entrée beaucoup plus grande que l'impédance d'entrée boucle ouverte (2 M Ω pour le 741C). Enfin, cette même contre-réaction donne une impédance de sortie beaucoup plus petite que celle présentée en boucle ouverte (75 Ω pour le 741C). Ainsi, nous avons la méthode presque parfaite pour convertir une source haute impédance en source basse impédance.

La figure 16.24b concrétise cette idée. La source AC d'entrée possède une forte impédance de sortie R_{haute} . La charge présente une basse impédance R_{basse} . À cause de la contre-réaction maximale du montage suiveur de tension, l'impédance d'entrée de la boucle fermée $z_{in(CL)}$ est incroyablement haute et son impédance de sortie $z_{out(CL)}$ incroyablement basse. Il en découle que toute la tension de la source d'entrée se retrouve sur la résistance de charge.

Le point fondamental à comprendre est que *le montage suiveur de tension est l'interface idéale entre une source haute impédance et une charge basse impédance*. Il transforme toute source de tension haute impédance en source basse impédance. Vous le verrez très souvent utilisé en pratique.

Puisque $A_{v(CL)} = 1$, la bande passante du montage suiveur de tension est maximale et égale à :

$$f_{2(CL)} = f_T \quad (16.16)$$

Un autre avantage est la faible tension d'erreur à la sortie car les tensions d'erreur de l'entrée ne sont pas amplifiées. Avec $A_{v(CL)} = 1$, la tension d'erreur totale à la sortie est égale au cas le plus défavorable des erreurs à l'entrée.

Question 16.12

III Multisim

Trois signaux audio alimentent l'amplificateur sommateur de la figure 16.25. Dans cet exemple, chacun des signaux d'entrée pourrait être la sortie d'un microphone ou d'une guitare électrique. L'effet combiné de ce circuit mélangeur audio est un signal de sortie qui contient la somme instantanée de toutes les entrées. Quelle est la tension de sortie AC ? Que vaut la tension AC de sortie ?

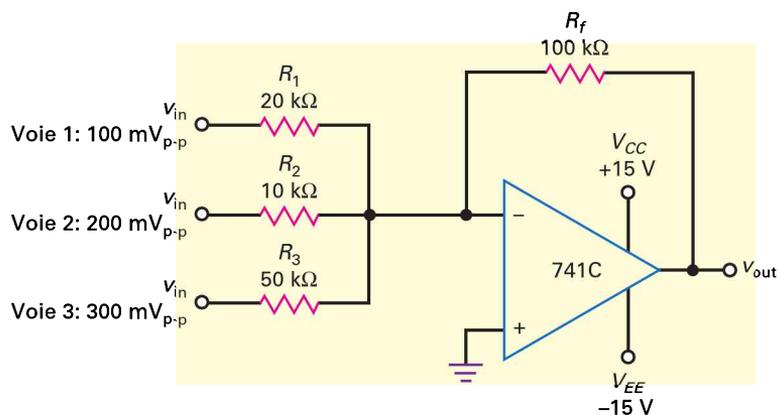


Figure 16.25

Réponse Les voies ont un gain en tension boucle fermée :

$$A_{v_1(CL)} = \frac{-100 \text{ k}\Omega}{20 \text{ k}\Omega} = -5$$

$$A_{v_2(CL)} = \frac{-100 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = -10$$

$$A_{v_3(CL)} = \frac{-100 \text{ k}\Omega}{50 \text{ k}\Omega} = -2$$

La tension de sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = -5(100 \text{ mV}_{\text{pp}}) + (-10)(200 \text{ mV}_{\text{pp}}) + (-2)(300 \text{ mV}_{\text{pp}}) = -3,1 \text{ V}_{\text{pp}}$$

À nouveau, le signe « moins » indique un déphasage de 180° . Dans ce circuit, la résistance R_f peut être rendue variable pour contrôler le gain global, et chaque résistance d'entrée peut être rendue variable pour contrôler le gain depuis chaque entrée.

Si une compensation s'avère nécessaire pour la polarisation d'entrée par l'ajout d'une résistance R_B sur l'entrée (+), sa valeur est :

$$R_{B2} = 20 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega \parallel 50 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ k}\Omega = 5,56 \text{ k}\Omega$$

La valeur rationalisée la plus proche $5,6 \text{ k}\Omega$ convient très bien. Un circuit d'annulation prendrait en charge les erreurs restantes.

16.12 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 16.25 en faisant passer les tensions d'entrées de valeurs crête à crête à des valeurs DC positives. Que vaut la tension de sortie DC ?

III Multisim

Question 16.13

Une source de tension AC $10 \text{ mV}_{\text{pp}}$ et de résistance interne $100 \text{ k}\Omega$ alimente le suiveur de tension de la figure 16.26a. La résistance de charge est 1Ω . Quelle est la tension de sortie ? la bande passante ?

Réponse Le gain boucle fermée est unitaire. Donc :

$$v_{\text{out}} = 10 \text{ mV}_{\text{pp}}$$

et la bande passante vaut :

$$f_{2(\text{CL})} = 1 \text{ MHz}$$

Cet exemple reprend l'idée vue précédemment. Le suiveur de tension est une méthode facile pour transformer une source haute impédance en une source basse impédance. Il fait ce que l'émetteur suiveur fait, mais il le fait mieux.

16.13 Avez-vous compris ? Reprendre la question 16.13 avec un ampli op LF157A.

Question 16.14

La simulation du suiveur de tension de la figure 16.26a donne une tension de sortie sur la résistance 1Ω égale à $9,99 \text{ mV}$. Montrez comment calculer l'impédance de sortie boucle fermée.

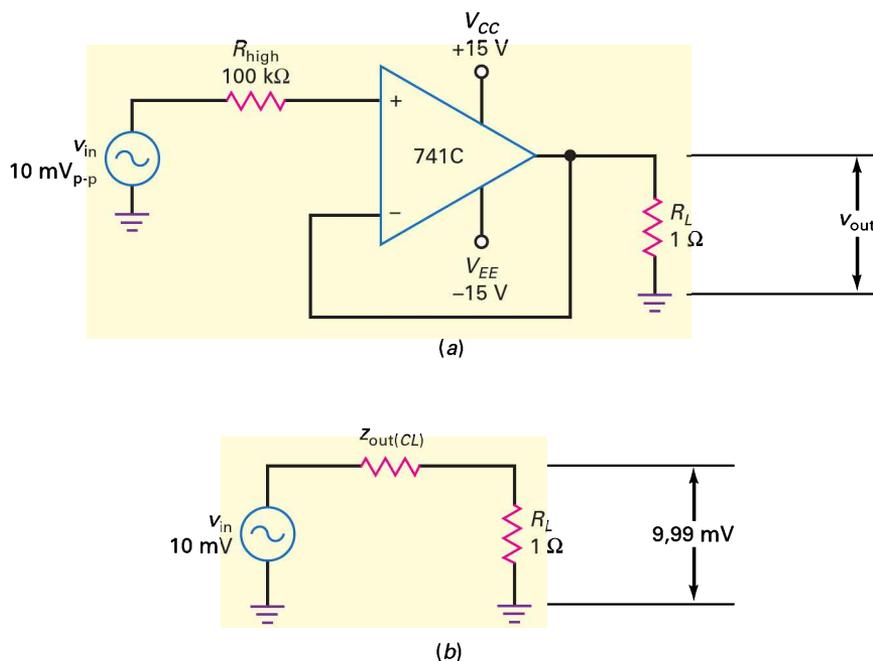


Figure 16.26

Réponse

$$v_{\text{out}} = 9,99 \text{ mV}$$

L'impédance de sortie du montage boucle fermée est la résistance de Thévenin vue par la résistance de charge. Sur la figure 16.26b, le courant dans la charge est :

$$i_{\text{out}} = \frac{9,99 \text{ mV}}{1 \Omega} = 9,99 \text{ mA}$$

Ce courant traverse $z_{\text{out(CL)}}$. Or la tension à ses bornes est 0,01 mV :

$$z_{\text{out(CL)}} = \frac{0,01 \text{ mV}}{9,99 \text{ mA}} = 0,001 \Omega$$

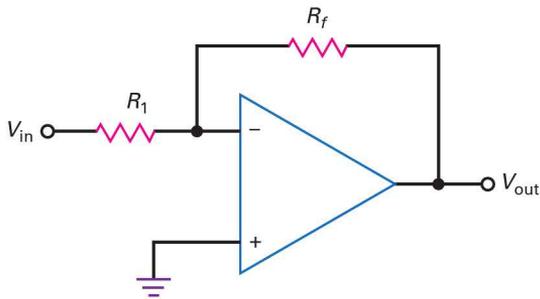
Assimilons la signification de ce qui précède. Sur la figure 16.26a, la source de tension de résistance interne 100 k Ω a été transformée en une source de tension de résistance interne 0,001 Ω . Une impédance de sortie aussi faible nous rapproche de la source de tension idéale envisagée au premier chapitre.

16.14 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 16.26a. Si la tension de sortie est de 9,95 mV, que vaut l'impédance de sortie boucle fermée ?

L'encart *À retenir* 16.2 résume les amplis op de base que nous avons vus jusqu'ici.

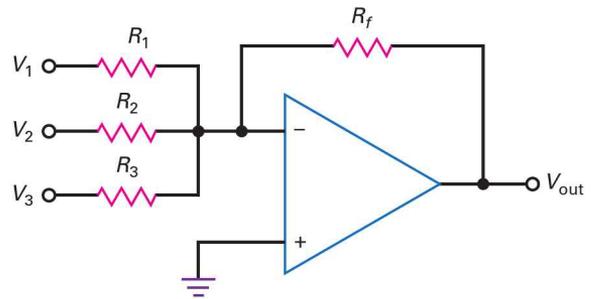
À RETENIR 16.2 – Configurations des amplis op et base

Ampli inverseur



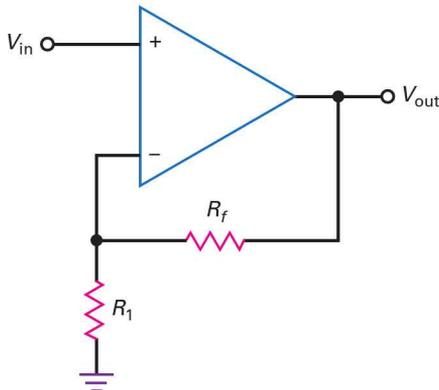
$$A_v = -\frac{R_f}{R_1}$$

Ampli sommateur



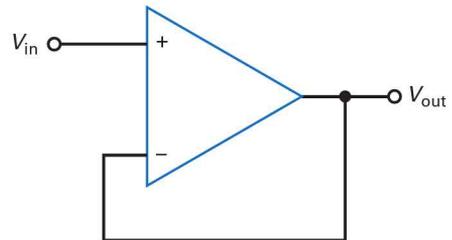
$$V_{\text{out}} = -\left(\frac{R_f}{R_1}V_1 + \frac{R_f}{R_2}V_2 + \frac{R_f}{R_3}V_3\right)$$

Ampli non-inverseur



$$A_v = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

Suiveur de tension



$$A_v = 1$$

Bon à Savoir

Les circuits intégrés comme les amplis op remplacent les transistors dans les circuits électroniques tout comme les transistors ont remplacé les tubes à vide. Les amplis op et les CI linéaires, cependant, sont de fait des circuits microélectroniques.

16.6 Circuits intégrés linéaires

L'ampli op représente environ le tiers des circuits intégrés linéaires. Avec lui, il est possible de réaliser une très large variété de montages utiles. Bien qu'il soit le plus important des circuits intégrés linéaires, d'autres tels que les amplificateurs audio, vidéo, et les régulateurs de tension, sont aussi largement utilisés.

16.6.1 Tableau des amplis op

Dans l'encart *À retenir* 16.3, le préfixe LF indique un ampli op BIFET, c'est le cas du LF353 à la première ligne. Cet ampli op double BIFET possède une tension de décalage d'entrée maximale égale à 10 mV, un courant de polarisation d'entrée maximal 0,2 nA et un courant de décalage d'entrée maximal 0,1 nA. Il peut donner un courant sortie court-circuitée égal à 10 mA ; il présente une fréquence du gain unitaire 4 MHz, un slew rate 13 V/μs, un gain en tension boucle ouverte 88 dB et un taux de réjection mode commun 70 dB.

À RETENIR 16.3 – Paramètres classiques d'une sélection d'amplificateurs opérationnels à 25 °C

Numéro	$V_{in(off)}$	$I_{in(pol)}$	$I_{in(off)}$	I_{out}	f_T	S_R	A_{VOL}	CMRR	PSRR	Dérive	Description des amplis op
	max (mV)	max (nA)	max (nA)	min (mA)	typ (MHz)	typ (V/μs)	typ (dB)				
LF353	10	0,2	0,1	10	4	13	88	70	-76	10	Double BIFET
LF356	5	0,2	0,05	20	5	12	94	85	-85	5	BIFET, large bande
LF411A	0,5	200	100	20	4	15	88	80	-80	10	BIFET, faible décalage
LM310A	7,5	250	50	10	1+	0,5+	108	70	-70	30	Compensation externe
LM318	10	500	200	10	15	70	86	70	-65	—	Rapide, grand slew rate
LM324	4	10	2	5	0,1	0,05	94	80	-90	10	Basse puissance, quadruple
LM348	6	500	200	25	1	0,5	100	70	-70	—	Quadruple 741
LM675	10	2 μA*	500	3A†	5,5	8	90	70	-70	25	Puissance 25 W
LM741C	6	500	200	25	1	0,5	100	70	-70	—	Classique
LM747C	6	500	200	25	1	0,5	100	70	-70	—	Double 741
LM833	5	1 mA*	200	10	15	7	90	80	-80	2	Faible bruit
LM1458	6	500	200	20	1	0,5	104	70	-77	—	Double
LM3876	15	1 μA*	0,2 μA*	6A†	8	11	120	80	-85	(-)	Ampli de puissance audio, 56W
LM7171	1	10 μA*	4 μA*	100	200	4100	80	85	-85	35	Ampli haute puissance
OP-07A	0,025	2	1	10	0,6	0,17	110	110	-100	0,6	Précision
OP-42E	0,75	0,2	0,04	25	10	58	114	88	-86	10	BIFET rapide
TL072	10	0,2	0,05	10	3	13	88	70	-70	10	BIFET double, faible bruit
TL074	10	0,2	0,05	10	3	13	88	70	-70	10	BIFET quadruple, faible bruit
TL082	3	0,2	0,01	10	3	13	94	80	-80	10	BIFET double, faible bruit
TL084	3	0,2	0,01	10	3	13	94	80	-80	10	BIFET quadruple, faible bruit

* Pour le LM675 et LM833, LM3876 et LM7171 cette valeur est donnée généralement en microampères.

† Pour le LM675 et le LM3876, cette valeur est généralement donnée en ampères.

L'encart contient deux nouvelles grandeurs. La première est le **taux de réjection de la tension d'alimentation** (PSRR : *Power Supply Rejection Ratio*) défini par :

$$\text{PSRR} = \frac{\Delta V_{\text{in(off)}}}{\Delta V_{\text{s}}} \quad (16.17)$$

Cette relation exprime que le taux de réjection de la tension d'alimentation est égal à la variation de la tension de décalage d'entrée divisée par la variation de la tension d'alimentation. Pour déterminer cette grandeur, le constructeur modifie simultanément et symétriquement les deux tensions d'alimentation ; par exemple, si $V_{\text{CC}} = +15 \text{ V}$, $V_{\text{EE}} = -15 \text{ V}$ et $\Delta V_{\text{s}} = +1 \text{ V}$, alors V_{CC} devient $+16 \text{ V}$ et V_{EE} devient -16 V .

Voici la signification de cette relation : un changement des tensions d'alimentation provoque une tension d'erreur à la sortie à cause de la dissymétrie des entrées différentielles et d'autres effets internes. La division de cette tension d'erreur par le gain boucle fermée fournit la variation de la tension de décalage à l'entrée. Le LF353 l'encart A *retenir* 16.3 possède un PSRR en dB égal à -76 dB ; celui-ci, transformé en valeur standard, devient :

$$\text{PSRR} = \exp \frac{-76 \text{ dB}}{20} = 0,000 158$$

quelquefois reporté sous la forme :

$$\text{PSRR} = 158 \mu\text{V/V}$$

Cela nous informe qu'un changement de 1 V de la tension d'alimentation provoque une modification de $158 \mu\text{V}$ de la tension de décalage d'entrée. Donc, nous avons une nouvelle source d'erreur à l'entrée à ajouter aux trois étudiées précédemment.

Le dernier paramètre donné pour le LF353 est la *dérive* égale à $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$; c'est le coefficient de température de la tension de décalage d'entrée. Une dérive égale à $10 \mu\text{V}$ par degré signifie que la tension de décalage d'entrée augmente de $10 \mu\text{V}$ pour chaque augmentation de 1°C . Si la température de l'ampli op augmente de 50°C , la tension de décalage d'entrée du LF353 augmente de $500 \mu\text{V}$.

Les amplis op du l'encart 16.3 ont été sélectionnés pour mettre en évidence la variété des composants disponibles dans le commerce. Par exemple, le LF411A est un BIFET à faible décalage avec sa tension de décalage à l'entrée égale à $0,5 \text{ mV}$. La plupart des amplis op sont des composants faible puissance, mais pas tous. Le LM675 est un ampli op de puissance ; il possède un courant sortie court-circuitée égal à 3 A et peut délivrer 25 W sur une résistance de charge. Le LM3876 est encore plus puissant. Il a un courant de court-circuit de 6 A et peut fournir une puissance de charge continue de 56 W . Ses applications comprennent les composants stéréo, les amplificateurs de son multicanal et les systèmes TV stéréo haut de gamme.

Si vous avez besoin d'un grand slew rate, le LM318 vous donne $70 \text{ V}/\mu\text{s}$. Puis vient le LM7171 qui a une vitesse de balayage de $4 100 \text{ V}/\mu\text{s}$. Fort slew rate et bande passante importante vont généralement de pair. Vous pouvez voir que le LM318 possède une fréquence f_{T} de 15 MHz , et 200 MHz pour le LM7171.

Beaucoup d'amplis op sont disponibles en double ou en quadruple, c'est-à-dire qu'il y a deux ou quatre amplis implantés dans le même boîtier ; le LM747C est un double 741C, le LM348, un quadruple. Les amplis simples ou doubles sont dans des boîtiers à 8 broches et les quadruples dans des boîtiers à 14 broches.

Tous les amplis op ne nécessitent pas deux alimentations de tension. Le LM324 possède quatre amplis compensés, et bien qu'il puisse fonctionner avec deux tensions, il a été spécialement conçu pour une seule alimentation, ce qui est un avantage déterminant dans beaucoup d'applications. Une commodité

supplémentaire du LM324 est sa possibilité de fonctionner avec une simple source de +5 V, la tension standard pour beaucoup de systèmes numériques.

La compensation interne est pratique et sécurisante car elle élimine l'apparition des oscillations dans toutes les conditions. Le prix à payer pour cette sécurité est une limitation de la liberté de conception. C'est pour cette raison que certains amplis op offrent la possibilité d'une compensation externe. Le LM301A est compensé en branchant un condensateur externe de 30 pF, et il garde la possibilité de surcompenser ou de sous-compenser avec une valeur de capacité plus grande ou plus petite. La surcompensation améliore le fonctionnement aux basses fréquences alors que la sous-compensation augmente la bande passante et le slew rate. C'est l'explication de la présence du signe + à côté des valeurs de f_T et S_R du CI LM301A dans l'encart *À retenir* 16.3.

Nous avons observé que tous les amplis op possèdent des défauts ; les amplis de précision minimisent ces imperfections. L'OP-07A est un ampli de précision avec les paramètres les plus défavorables suivants : tension de décalage 0,025 mV, CMRR d'au moins 110 dB, PSRR d'au moins 100 dB et dérive 0,6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Les applications très exigeantes telles que la mesure et le contrôle utilisent ce type d'amplis op.

Dans les chapitres ultérieurs nous allons étudier d'autres applications des amplis op. À ce moment-là, vous découvrirez une grande variété de montages linéaires, non linéaires, d'oscillateurs, de régulateurs de tension et de filtres actifs utilisant les amplis op.

16.6.2 Amplificateurs audio

Les préamplificateurs (préamplis) sont des amplificateurs audio avec moins de 50 mW de puissance de sortie. Ils sont optimisés pour le faible bruit ; c'est pourquoi on les trouve en tête des systèmes audio où ils amplifient les faibles signaux délivrés par les pointes de phonographes, têtes magnétiques, microphones, etc.

Le LM833 est un exemple de double préampli faible bruit en circuit intégré. Le LM833 a un gain de tension de 110 dB et une bande passante de puissance à 27 V de 120 kHz. L'étage d'entrée du LM833 est un ampli différentiel qui autorise une entrée différentielle ou monofilaire.

Les amplificateurs audio intermédiaires présentent des puissances de sortie comprises entre 50 mW et 500 mW. Ils sont utiles près de la sortie de petits appareils portables tels que téléphones ou lecteurs de CD. Le LM4818 avec 350 mW de puissance de sortie en est un exemple.

Les amplificateurs audio de puissance délivrent plus de 500 mW à la sortie. On les utilise dans la haute-fidélité, les intercoms, les radios AM-FM et d'autres applications. Le LM380 a un gain en tension 34 dB, une bande passante 100 kHz et une puissance de sortie 2 W. Un autre exemple, le LM4756 a 30 dB de gain en tension, et 7 W/canal de puissance de sortie. La figure 16.27 illustre le type de boîtier et le brochage de ce CI.

La figure 16.28 montre le schéma simplifié du LM380. L'ampli différentiel de l'entrée utilise des transistors *npn* ; le signal peut être directement appliqué aux transducteurs, ce qui est un avantage. L'ampli diff commande une charge miroir de courant (Q_5 et Q_6) dont la sortie va à un émetteur suiveur (Q_7) et un préampli EC (Q_8). L'étage de sortie est un push-pull classe B à émetteur suiveur (Q_{13} et Q_{14}). Il existe une compensation interne par un condensateur de capacité 10 pF qui affaiblit le gain de 20 dB par décade. Ce condensateur entraîne un slew rate d'environ 5 V/ μs .

Diagrammes de connexion

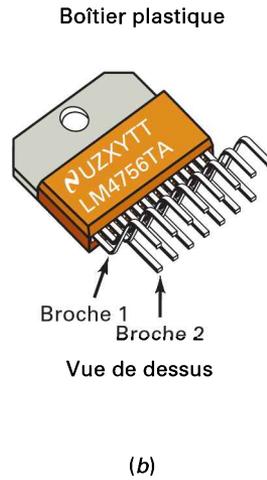
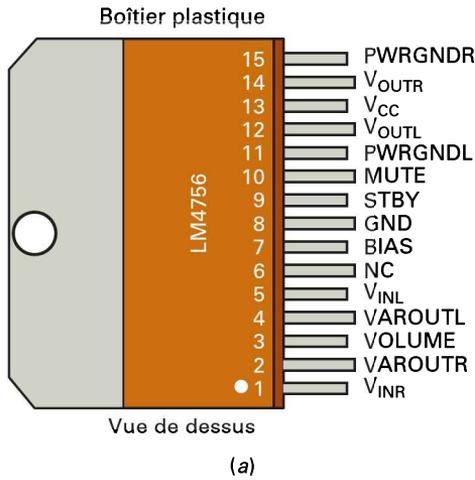


Figure 16.27
Boîtier du LM4756 et brochage.

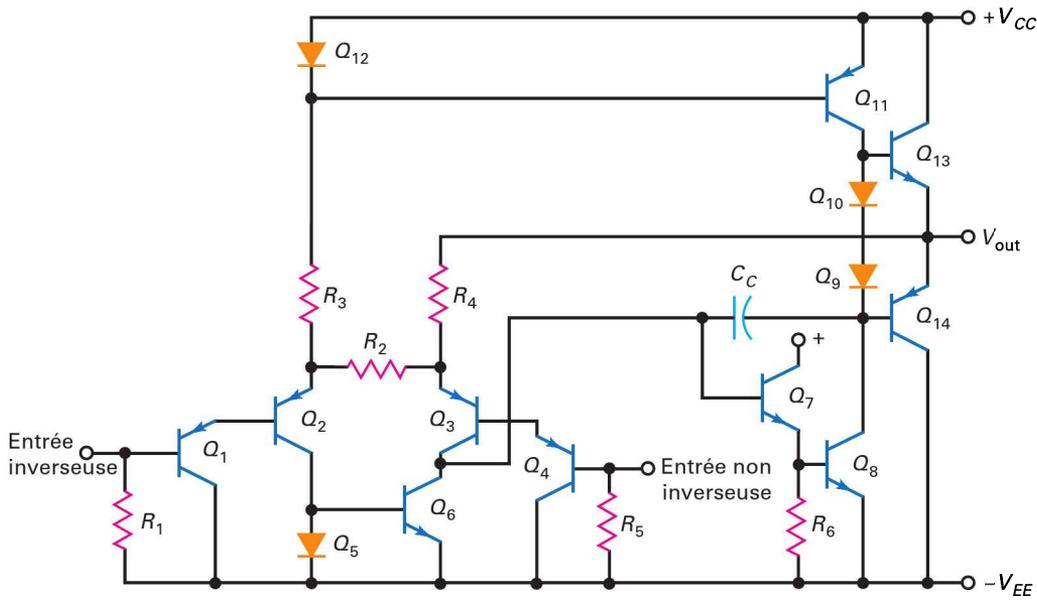
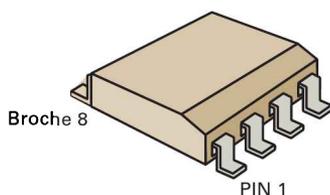
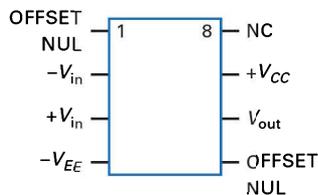
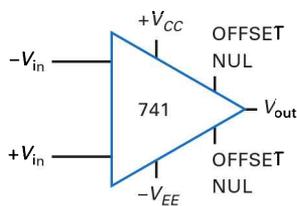


Figure 16.28
Schéma simplifié
du LM380.

16.6.3 Amplificateurs vidéo

Un amplificateur vidéo ou ampli large bande possède une réponse plate (gain en tension en dB constant) sur une très grande bande de fréquences ; les bandes passantes classiques vont largement dans la zone des mégahertz. Ce ne sont pas nécessairement des amplis continus, mais ils doivent souvent présenter une réponse qui descend jusqu'à la fréquence nulle. Par exemple, beaucoup d'oscilloscopes analogiques supportent des fréquences de 0 à 100 MHz ; ils utilisent des amplis vidéo pour accroître la force du signal avant de l'appliquer au tube cathodique. Le récepteur TV utilise un ampli vidéo pour traiter des fréquences proches du zéro jusqu'à 6 MHz.



Le LM 741 version composant de surface.

Les amplis vidéo intégrés possèdent un gain en tension ajustable par la connexion de résistances externes. Par exemple, le NE952 a un gain de tension de 52 dB et une fréquence de coupure de 40 MHz. En changeant des composants externes, vous pouvez obtenir un gain utile à 90 MHz. Le MC1553 a un gain en tension égal à 52 dB et une bande passante 20 MHz, réglables par des composants extérieurs. Le LM733 est un ampli très large bande, on peut le configurer pour avoir 20 dB de gain et une bande passante égale à 120 MHz.

16.6.4 Amplificateurs RF et FI

Un amplificateur radio fréquence (RF) est généralement le premier étage d'un récepteur radio modulation d'amplitude et modulation de fréquence (AM-FM) ou d'un récepteur TV. Les amplis fréquences intermédiaires (FI) sont principalement les étages du milieu. Certains circuits intégrés comprennent les amplis RF et FI sur la même puce. Ils sont accordables, donc ils amplifient une bande étroite de fréquences. Ceci permet au récepteur de se caler sur le signal particulier d'une station de radio ou de télévision. On a vu qu'il est impossible d'intégrer des inductances et de gros condensateurs sur une puce. Il faut donc les connecter à l'extérieur pour réaliser l'amplificateur accordable.

16.6.5 Régulateurs de tension

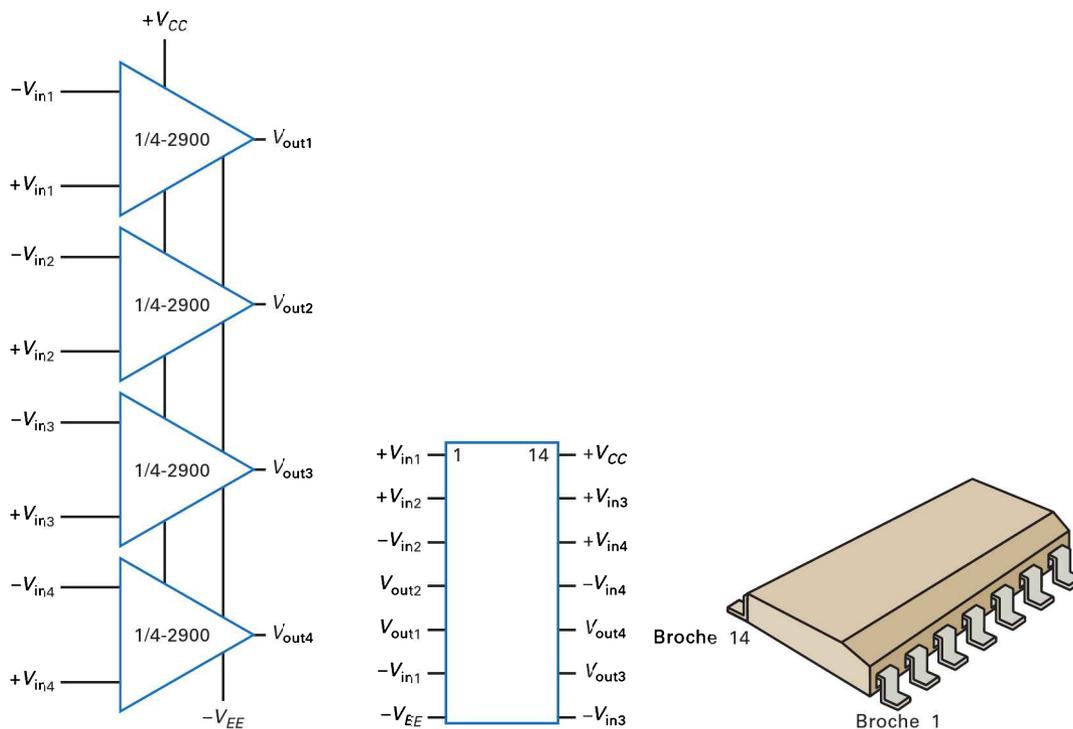
Les chapitres précédents ont présenté les redresseurs et les alimentations. Après le filtrage, nous obtenons une tension continue avec une ondulation. Cette tension est proportionnelle à la tension du secteur : une variation de 10 % de celle-ci entraîne une variation de 10 % de la tension continue. Dans beaucoup d'applications, une telle variation de la tension de l'alimentation est beaucoup trop forte. Il faut donc une régulation. Les régulateurs de tension intégrés classiques sont la série des LM340. Ils peuvent garder une tension continue stabilisée à 0,01 % de la valeur nominale pour les variations usuelles du secteur et de la charge. Les autres propriétés comprennent une sortie positive ou négative, une tension de sortie ajustable et une protection contre les courts-circuits.

16.7 Les amplis op en composant de surface

On trouve couramment les amplificateurs opérationnels et d'autres sortes de circuits analogiques aussi bien dans les boîtiers de surface (SM) que dans les boîtiers à deux rangées de broches plus traditionnels. Le boîtier miniature (SOP) est le type le plus employé du montage en surface car le brochage de la plupart des amplis op est simple.

Par exemple, le LM741C, le pilier des salles de travaux pratiques d'électronique pour encore de nombreuses années, est maintenant disponible en boîtier de surface miniature (SOP). Dans ce cas, le brochage de la version de surface (SMD), représenté sur l'illustration de gauche figure 16.30, est le même que la version à deux rangées de broches plus classique (DIP).

Le LM2900, un quadruple ampli op, est un exemple plus complexe de boîtier SMD. Ce composant est distribué sous forme DIP à 14 broches ou SOT à 14 broches et, par simplicité, le brochage est le même dans les deux styles de conditionnement.



Quadruple ampli op dans un boîtier SOT 14 broches.

Réviser

Résumé

16.1 Introduction

Un ampli op classique possède une entrée inverseuse, une entrée non inverseuse et une sortie unique. Un ampli op idéal a un gain en tension boucle ouverte infini, une résistance d'entrée infinie et une résistance de sortie nulle. C'est un amplificateur parfait, une source de tension commandée en tension (SVCV).

16.2 L'ampli op 741

Le 741 est l'ampli op standard. Il comporte un condensateur interne de compensation pour éliminer les oscillations. Avec une forte résistance de charge, la dynamique maximale à la sortie est inférieure de 1 V ou 2 V à la tension d'alimentation. Avec les faibles résistances de sortie, cette dynamique est limitée par le courant sortie court-circuitée. Le slew rate est la vitesse de variation maximale de la tension de sortie quand l'entrée est un échelon de tension. La bande passante de puissance est

directement proportionnelle au slew rate et inversement proportionnelle à la valeur crête de la tension de sortie.

16.3 Le montage amplificateur inverseur

L'amplificateur inverseur est le montage le plus fondamental de l'ampli op. Il utilise une réaction négative pour stabiliser le gain boucle fermée. Le gain en tension boucle fermée est égal à la résistance de réaction divisée par la résistance à l'entrée. La bande passante boucle fermée est égale à la fréquence du gain unitaire divisée par le gain en tension boucle fermée.

16.4 L'amplificateur non inverseur

L'amplificateur non inverseur est un autre montage fondamental de l'ampli op. Il utilise la contre-réaction pour stabiliser le gain en tension boucle fermée. Un court-circuit virtuel existe entre l'entrée inverseuse et l'entrée non inverseuse. Le gain en tension boucle fermée est égal à $R_f/R_1 + 1$. La bande passante boucle fermée est égale à la fréquence du gain unitaire divisée par le gain en tension boucle fermée.

16.5 Deux autres applications de l'ampli op

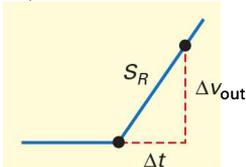
L'amplificateur sommateur possède deux ou plusieurs entrées et une seule sortie. Chaque entrée est amplifiée par son gain de voie. La sortie est la somme des entrées amplifiées. Si chaque gain de voie est de un, la sortie est égale à la somme des entrées. Dans un mélangeur, un amplificateur sommateur peut amplifier et combiner des signaux audio. Un suiveur de tension présente un gain en tension boucle fermée égal à un et une bande passante f_T . Ce montage est utile entre une source haute impédance et une charge basse impédance.

16.6 Circuits intégrés linéaires

Les amplis op représentent environ le tiers des CI linéaires. Une grande variété d'amplis op existe pour presque toutes les applications. Certains présentent de très faibles décalages d'entrée, d'autres ont une grande bande passante et un fort slew rate, et d'autres encore possèdent peu de dérive. Des amplis op doubles ou quadruples sont disponibles. De même, des amplis op de puissance existent pour délivrer de grandes puissances sur la charge. Les amplificateurs audio, vidéo, RF et FI, les régulateurs de tension, constituent d'autres CI linéaires.

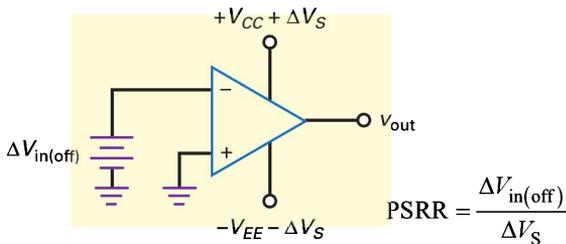
Définitions

(16.1) Slew rate :



$$S_R = \frac{\Delta v_{out}}{\Delta t}$$

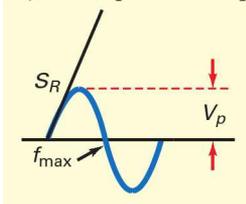
(16.17) Taux de réjection de la tension d'alimentation :



$$PSRR = \frac{\Delta V_{in(off)}}{\Delta V_S}$$

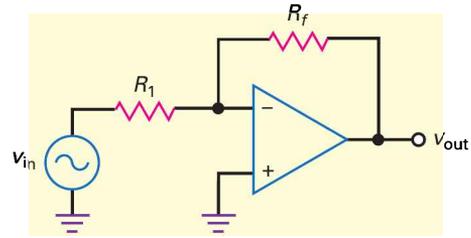
Relations

(16.2) Bande passante de puissance :



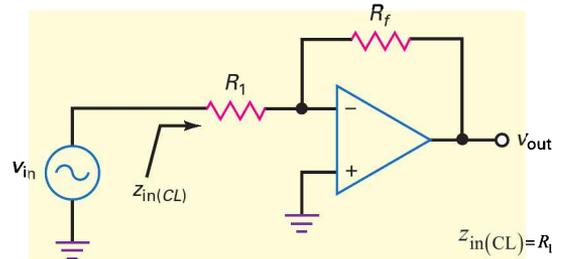
$$f_{max} = \frac{S_R}{2\pi V_p}$$

(16.3) Gain en tension boucle fermée :



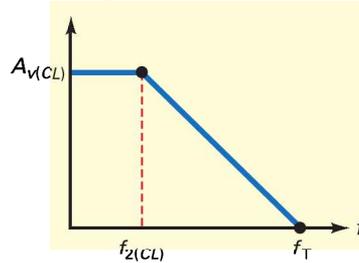
$$A_{v(CL)} = \frac{R_f}{R_1}$$

(16.4) Impédance d'entrée boucle fermée :



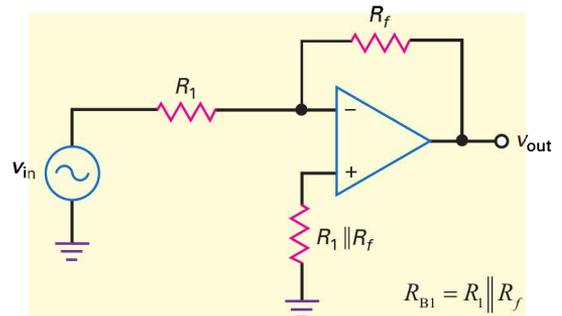
$$z_{in(CL)} = R_1$$

(16.5) Bande passante boucle fermée :



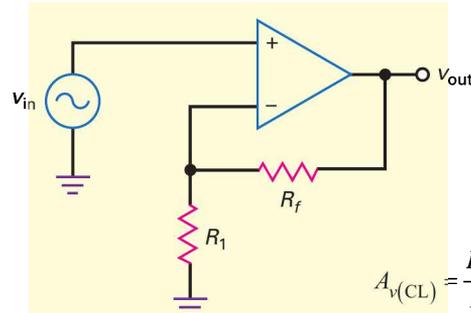
$$f_{2(CL)} = \frac{f_T}{A_{v(CL)}}$$

(16.11) Résistance de compensation :



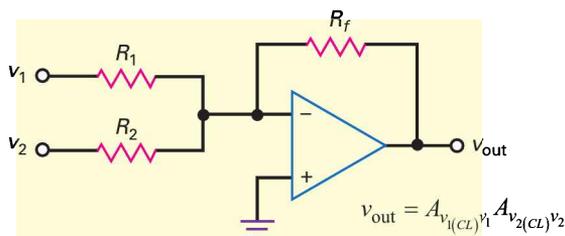
$$R_{B1} = R_1 \parallel R_f$$

(16.12) Amplificateur non inverseur :

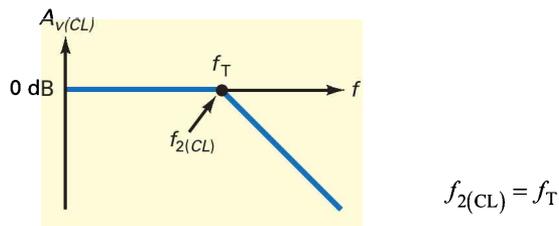


$$A_{v(CL)} = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

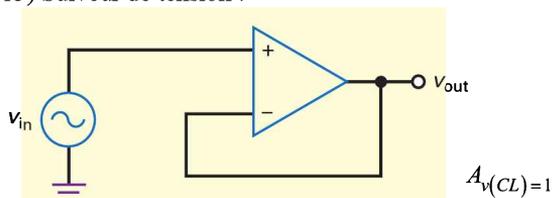
(16.13) Amplificateur sommateur :



(16.16) Bande passante du suiveur :



(16.15) Suiveur de tension :



S'entraîner

Auto-évaluation

- Qu'est-ce qui détermine généralement la fréquence de coupure boucle ouverte d'un ampli op ?
 - a) La capacité parasite de câblage
 - b) La capacité base-émetteur
 - c) La capacité collecteur-base
 - d) La capacité du condensateur de compensation
- Le condensateur de compensation élimine :
 - a) le gain en tension
 - b) les oscillations
 - c) le courant de décalage d'entrée
 - d) la bande passante de puissance
- À la fréquence du gain unitaire, le gain en tension boucle ouverte est :
 - a) 1
 - b) $A_{v(\text{mid})}$
 - c) 0
 - d) très grand
- La fréquence de coupure d'un ampli op est égale à la fréquence du gain unitaire divisée par :
 - a) la fréquence de coupure
 - b) le gain boucle fermée
 - c) 1
 - d) le gain en tension mode commun
- Si la fréquence de coupure est 20 Hz, le gain en bande intermédiaire 1 000 000, la fréquence du gain unitaire est :
 - a) 20 Hz
 - b) 1 MHz
 - c) 2 MHz
 - d) 20 MHz
- Si la fréquence du gain unitaire est 5 MHz et le gain en bande intermédiaire 100 000, la fréquence de coupure est :
 - a) 50 Hz
 - b) 1 MHz
 - c) 1,5 MHz
 - d) 15 MHz
- La pente initiale d'une sinusoïde est directement proportionnelle :
 - a) au slew rate
 - b) à la fréquence
 - c) au gain en tension
 - d) à la capacité
- Lorsque la pente initiale de la sinusoïde est supérieure au slew rate :
 - a) il y a de la distorsion
 - b) on fonctionne en régime linéaire
 - c) le gain en tension est maximal
 - d) l'ampli op fonctionne mieux
- La bande passante de puissance augmente quand :
 - a) la fréquence diminue
 - b) la valeur crête diminue
 - c) la pente initiale diminue
 - d) le gain en tension augmente
- Un 741C contient :
 - a) des résistances discrètes
 - b) des inductances
 - c) des charges actives
 - d) un gros condensateur de liaison

11. Un 741C ne peut fonctionner sans :
- a) des résistances discrètes
 - b) des charges passives
 - c) des retours continus sur les deux bases
 - d) un petit condensateur de liaison
12. L'impédance d'entrée d'un ampli op BIFET est :
- a) petite
 - b) moyenne
 - c) grande
 - d) extrêmement grande
13. Un LF157A est :
- a) un ampli diff
 - b) un montage source suiveuse
 - c) un ampli op à transistors bipolaires
 - d) un ampli op BIFET
14. Si les deux tensions d'alimentation sont ± 12 V, la dynamique maximale de l'ampli op est proche de :
- a) 0
 - b) +12 V
 - c) -12 V
 - d) 24 V
15. La fréquence de coupure boucle ouverte du 741C est déterminée par :
- a) un condensateur de liaison
 - b) un court-circuit en courant à la sortie
 - c) la bande passante de puissance
 - d) un condensateur de compensation
16. La fréquence du gain unitaire du 741C est :
- a) 10 Hz
 - b) 20 kHz
 - c) 1 MHz
 - d) 15 MHz
17. La fréquence du gain unitaire est égale au produit du gain en tension par :
- a) la capacité du condensateur de compensation
 - b) le courant de queue
 - c) la fréquence de coupure boucle fermée
 - d) la résistance de charge
18. Si f_T est égale à 10 MHz et le gain en tension boucle ouverte à 200 000, la fréquence de coupure boucle ouverte de l'ampli op est :
- a) 10 Hz
 - b) 20 Hz
 - c) 50 Hz
 - d) 100 Hz
19. La pente initiale d'une sinusoïde augmente quand :
- a) la fréquence diminue
 - b) la valeur crête augmente
 - c) C_c augmente
 - d) le slew rate diminue
20. Si la fréquence à l'entrée est supérieure à la bande passante de puissance :
- a) la distorsion de slew rate existe
 - b) un signal normal à la sortie existe
 - c) la tension de décalage à la sortie augmente
 - d) la distorsion peut survenir
21. Un ampli op a une résistance de base coupée. La tension de sortie est :
- a) nulle
 - b) légèrement différente de zéro
 - c) maximale positive ou négative
 - d) une sinusoïde amplifiée
22. Un ampli op a un gain en tension 200 000. Si la tension de sortie est égale à 1 V, la tension d'entrée est :
- a) 2 μ V
 - b) 5 μ V
 - c) 10 mV
 - d) 1 V
23. Un 741C a des tensions d'alimentation ± 15 V. Si la résistance de charge est grande, la valeur maximale crête à crête de la tension de sortie est environ :
- a) 0
 - b) +15 V
 - c) 27 V
 - d) 30 V
24. Au-dessus de la fréquence de coupure, le gain en tension d'un 741C chute d'environ :
- a) 10 dB par décade
 - b) 20 dB par octave
 - c) 10 dB par octave
 - d) 20 dB par décade
25. Le gain en tension d'un ampli op est unitaire à :
- a) la fréquence de coupure
 - b) la fréquence du gain unitaire
 - c) la fréquence du générateur
 - d) la bande passante de puissance
26. Quand il y a de la distorsion de slew rate d'une sinusoïde, la sortie :
- a) est plus grande
 - b) apparaît triangulaire
 - c) est normale
 - d) n'a pas de décalage
27. Un 741C a :
- a) un gain en tension 100 000
 - b) une impédance d'entrée 2 M Ω
 - c) une impédance de sortie 75 Ω
 - d) tout ce qui précède
28. Le gain en tension boucle fermée d'un ampli inverseur est égal :
- a) au rapport de la résistance d'entrée sur la résistance de réaction
 - b) au gain boucle ouverte
 - c) à la résistance de réaction divisée par la résistance d'entrée
 - d) à la résistance d'entrée
29. Un amplificateur non inverseur possède :
- a) un grand gain boucle fermée
 - b) un faible gain boucle ouverte
 - c) une grande impédance d'entrée boucle fermée
 - d) une grande impédance de sortie boucle fermée
30. Le suiveur de tension présente :
- a) un gain boucle fermée égal à un
 - b) un faible gain boucle ouverte
 - c) une bande passante boucle fermée nulle
 - d) une grande impédance de sortie boucle fermée
31. Un amplificateur sommateur peut avoir :
- a) pas plus de deux signaux d'entrée
 - b) deux ou plus signaux d'entrée
 - c) une impédance d'entrée boucle fermée infinie
 - d) un gain boucle ouverte faible

Exercices

16.2 L'ampli op 741

16.1 Supposez que pour le 741C, la saturation se produise 1 V au-dessous de la tension d'alimentation. Quelle tension faut-il sur l'entrée inverseuse pour saturer négativement l'ampli de la figure 16.29 ?

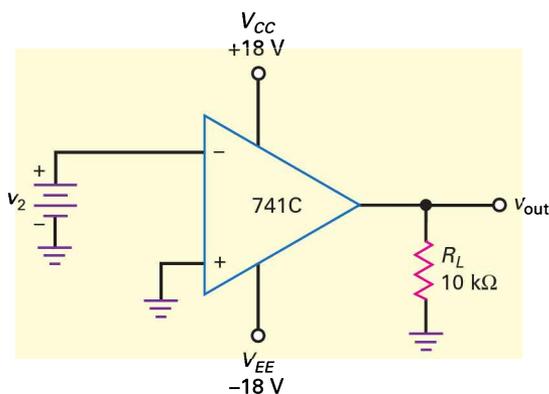


Figure 16.29

- 16.2 Quel est le taux de réjection mode commun du LF157A aux basses fréquences ? Convertissez sa valeur en dB en valeur standard.
- 16.3 Quel est le gain en tension boucle ouverte d'un LF157A à la fréquence d'entrée 1 kHz ? 10 kHz ? 100 kHz ? (Supposez une réponse en fréquence du premier ordre, c'est-à-dire une décroissance de 20 dB par décade.)
- 16.4 La tension d'entrée d'un ampli op est un grand échelon de tension. La sortie est un signal exponentiel qui varie de 2,0 V en 0,4 μ s. Quel est le slew rate de l'ampli ?
- 16.5 Un LM318 a un slew rate de 70 V/ μ s. Quelle est la bande passante de puissance d'une tension de sortie de 7 V crête ?
- 16.6 Utilisez la relation (16.2) pour calculer les bandes passantes de puissance pour les valeurs suivantes :
- $S_R = 0,5$ V/ μ s et $V_p = 1$ V
 - $S_R = 3$ V/ μ s et $V_p = 5$ V
 - $S_R = 15$ V/ μ s et $V_p = 10$ V

16.3 Le montage amplificateur inverseur

16.7 **III Multisim** Quels sont le gain en tension boucle fermée et la bande passante du montage de la figure 16.30 ? Quelle est la tension de sortie à 1 kHz, à 10 MHz ? Dessinez le diagramme de Bode asymptotique du gain en tension boucle fermée.

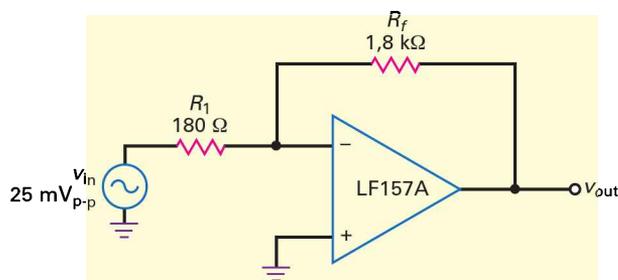


Figure 16.30

16.8 Quelle est la tension de sortie sur la figure 16.31 quand la tension v_{in} vaut zéro ? Utilisez les valeurs caractéristiques de l'encart *À retenir* 16.1.

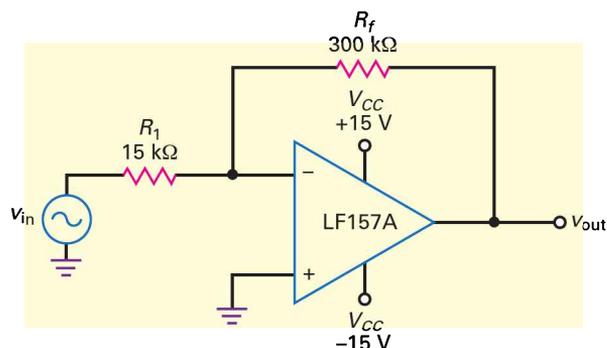


Figure 16.31

16.9 La fiche technique d'un LF157A donne les paramètres les plus défavorables suivants : $I_{in(pol)} = 50$ pA ; $I_{in(off)} = 10$ pA ; $V_{in(off)} = 2$ mV. Recalculez la tension de sortie quand la tension v_{in} est nulle sur la figure 16.31.

16.4 L'amplificateur non inverseur

16.10 **III Multisim** Sur la figure 16.32, quels sont le gain en tension boucle fermée et la bande passante ? Quelle est la tension AC de sortie à 100 kHz ?

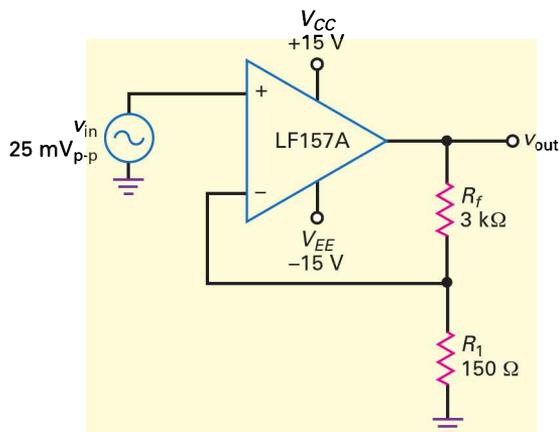


Figure 16.32

16.11 Quelle est la tension de sortie quand la tension v_{in} est réduite à zéro sur la figure 16.32 ? Utilisez les paramètres donnés dans l'exercice 16.9.

16.5 Deux autres applications de l'ampli op

16.12 **Multisim** Sur la figure 16.33a, quelle est la tension AC de sortie ? Si une résistance de compensation doit être ajoutée sur l'entrée non inverseuse, quelle doit être sa valeur ?

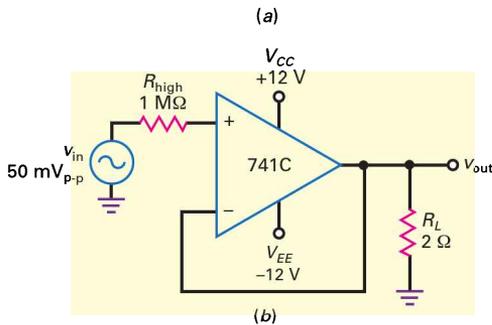
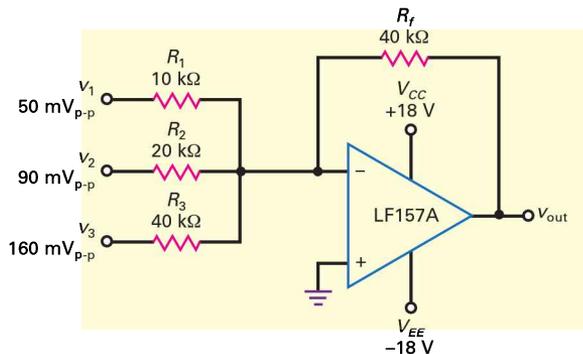


Figure 16.33

16.13 Quelle est la tension de sortie sur la figure 16.33b ? la bande passante ?

Approfondissement

16.14 La résistance ajustable de la figure 16.34 peut varier de 0 à 100 kΩ. Calculez le gain en tension boucle fermée maximal et minimal et la bande passante.

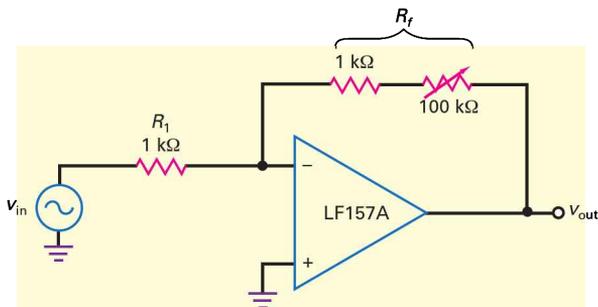


Figure 16.34

16.15 Calculez le gain en tension boucle fermée maximal et minimal sur la figure 16.35.

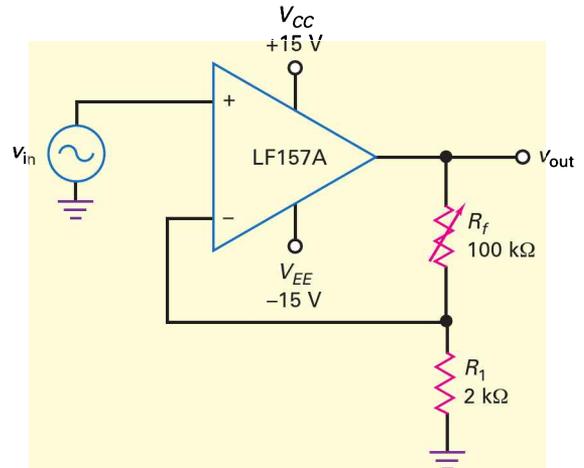


Figure 16.35

16.16 Sur la figure 16.33b, la tension AC de sortie est 49,98 mV. Quelle est l'impédance de sortie boucle fermée ?

16.17 Quelle est la pente initiale d'une sinusoïde de fréquence 15 kHz et de tension crête 2 V ? Que devient-elle si la fréquence augmente à 30 kHz ?

16.18 Quel est l'ampli op de l'encart *A retenir* 16.3 ayant :

- la tension de décalage d'entrée minimale ?
- le courant de décalage d'entrée minimal ?
- le courant de sortie maximal possible ?
- la bande passante maximale ?
- la dérive minimale ?

16.19 Quel est le CMRR d'un 741C à 100 kHz ? Quelle est la dynamique maximale si la résistance de charge est 500 Ω ? Quel est le gain en tension boucle ouverte à 1 kHz ?

16.20 Si la résistance de réaction sur la figure 16.33a est changée en une résistance variable 100 kΩ, quelle est la tension de sortie maximale ? la tension minimale ?

16.21 D'après la figure 16.36, quel est le gain en tension boucle fermée pour chaque position du commutateur ?

16.22 Quel est le gain en tension boucle fermée pour chaque position du commutateur sur la figure 16.37 ? Quelle est la bande passante ?

16.23 En câblant le circuit de la figure 16.37, le technicien enlève la résistance 6 kΩ de la masse. Quel est le gain en tension boucle fermée pour chaque position du commutateur ?

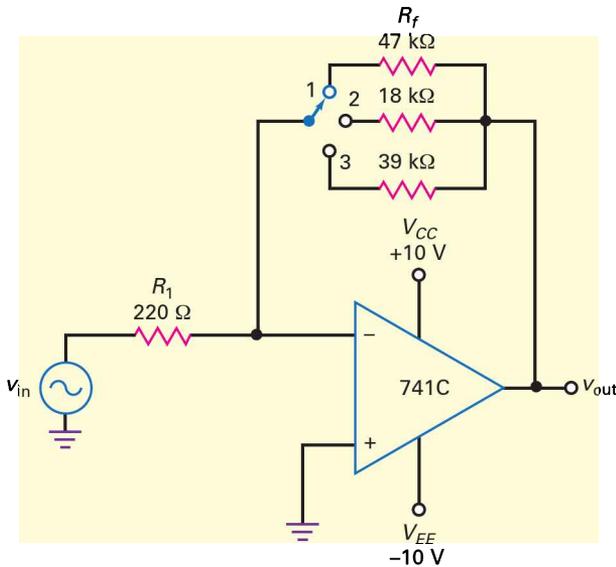


Figure 16.36

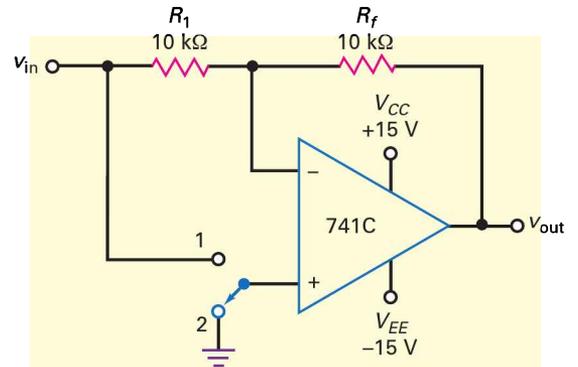


Figure 16.38

16.28 Les paramètres les plus défavorables d'un 741C sont :
 $I_{in(pol)} = 500 \text{ nA}$; $I_{in(off)} = 200 \text{ nA}$; $V_{in(off)} = 6 \text{ mV}$.
 Quelle est la tension d'erreur totale à la sortie sur la figure 16.39 ?

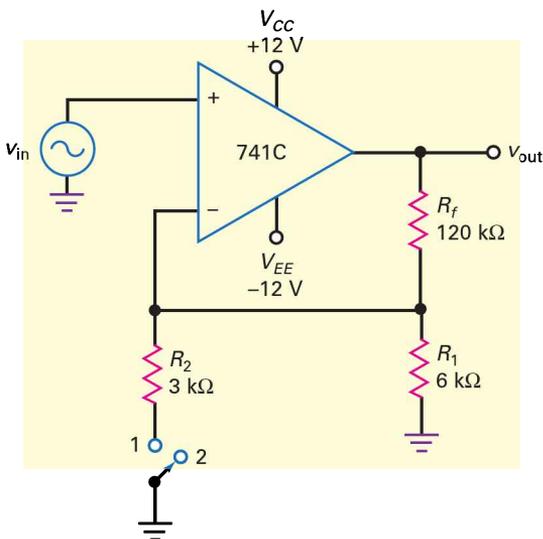


Figure 16.37

- 16.24 Si la résistance 120 kΩ sur la figure 16.37 est coupée, que va vraisemblablement faire la tension de sortie ?
- 16.25 D'après la figure 16.38, quel est le gain en tension boucle fermée pour chaque position du commutateur ? Quelle est la bande passante ?
- 16.26 Si la résistance d'entrée sur la figure 16.38 est coupée, quel est le gain en tension boucle fermée pour chacune des positions du commutateur ?
- 16.27 Si la résistance de réaction est coupée sur la figure 16.38, que va vraisemblablement faire la tension de sortie ?

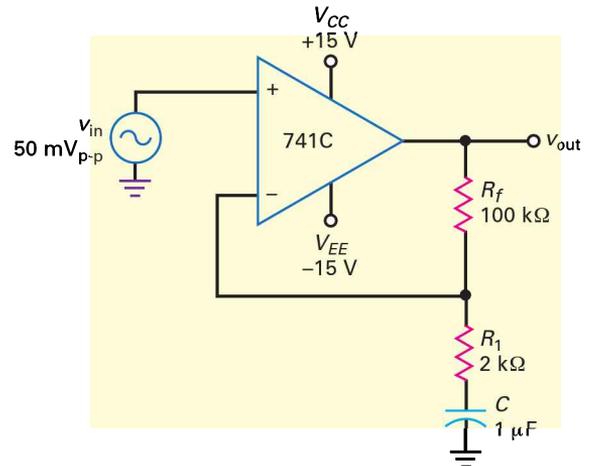


Figure 16.39

- 16.29 Sur la figure 16.39, le signal d'entrée est à 1 kHz. Quelle est la tension de sortie ?
- 16.30 Si le condensateur est court-circuité sur la figure 16.39, quelle est la tension d'erreur totale à la sortie ? Utilisez les paramètres de l'exercice 16.28.

Questions de débogage avec Multisim



Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC16-31** à **MTC16-35** et correspondent au circuit de la figure 16.40.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 16.31** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC16-31**.
- 16.32** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC16-32**.
- 16.33** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC16-33**.
- 16.34** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC16-34**.
- 16.35** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC16-35**.

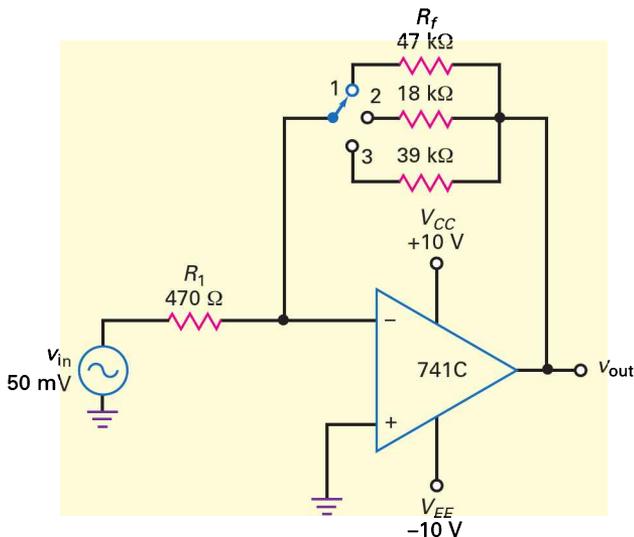


Figure 16.40

Questions d'un recruteur

1. Qu'est-ce qu'un ampli op idéal ? Comparez les propriétés du 741C à celles de l'ampli op idéal.
2. Dessinez un ampli op avec un échelon de tension à l'entrée. Qu'est-ce que le slew rate ? Pourquoi est-ce important ?
3. Dessinez un amplificateur inverseur utilisant un ampli op et la valeur de ses composants. Maintenant, dites-moi où se trouve la masse virtuelle. Quelles sont les propriétés de la masse virtuelle ? Quels sont le gain en tension, l'impédance d'entrée et la bande passante boucle fermée ?
4. Dessinez un amplificateur non inverseur utilisant un ampli op et la valeur de ses composants. Maintenant, dites-moi ce qu'est un court-circuit virtuel. Quels sont le gain en tension boucle fermée et la bande passante ?
5. Dessinez un amplificateur sommateur et dites-moi le principe du fonctionnement.
6. Dessinez un montage suiveur de tension. Quels sont le gain en tension boucle fermée et la bande passante ?

7. Décrivez les impédances d'entrée et de sortie boucle fermée. Que vaut ce circuit puisque son gain en tension est si faible ?
8. Quelles sont les valeurs des impédances d'entrée et de sortie d'un ampli op classique ? Quels sont leurs avantages ?
9. Quel est l'effet de la fréquence du signal d'entrée sur le gain en tension de l'ampli op ?
10. Le LM318 est plus rapide que le LM741C. Dans quelles applications doit-on choisir le 318 au lieu du 741C ? Quels sont les inconvénients possibles de l'utilisation du 318 ?
11. Avec une tension d'entrée nulle sur un ampli op idéal, pourquoi la tension de sortie est-elle exactement nulle ?
12. Donnez quelques CI linéaires en plus de l'ampli op.
13. Quelles sont les conditions nécessaires à un LM741 pour donner un gain en tension maximal ?
14. Dessinez un ampli op inverseur et démontrez la formule du gain en tension.
15. Dessinez un ampli op non inverseur et démontrez la formule du gain en tension.
16. Que faut-il penser de l'utilisation d'un 741C en ampli continu ou en ampli basse fréquence ?

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|--------|
| 1. d) | 8. a) | 15. d) | 22. b) | 29. c) |
| 2. b) | 9. b) | 16. c) | 23. c) | 30. a) |
| 3. a) | 10. c) | 17. c) | 24. d) | 31. b) |
| 4. b) | 11. c) | 18. c) | 25. b) | |
| 5. d) | 12. d) | 19. b) | 26. b) | |
| 6. a) | 13. d) | 20. a) | 27. d) | |
| 7. b) | 14. d) | 21. c) | 28. c) | |

Avez-vous compris ?

- 16.1** $V_2 = 67,5 \mu\text{V}$.
- 16.2** $\text{CMRR} = 60 \text{ dB}$.
- 16.4** $S_R = 4 \text{ V}/\mu\text{s}$.
- 16.5** $f_{\text{max}} = 398 \text{ kHz}$.
- 16.6** $f_{\text{max}} = 80 \text{ kHz}, 800 \text{ kHz}, 8 \text{ MHz}$.
- 16.7** $V_{\text{out}} = 98 \text{ mV}$.
- 16.8** $V_{\text{out}} = 50 \text{ mV}$.
- 16.10** $A_{v(\text{CL})} = 50$; $V_{\text{out}} = 250 \text{ mV}_{\text{pp}}$.
- 16.12** $V_{\text{out}} = -3,1 V_{\text{DC}}$.
- 16.13** $V_{\text{out}} = 10 \text{ mV}$; $f_{2(\text{CL})} = 20 \text{ MHz}$.
- 16.14** $z_{\text{out}} = 0,005 \Omega$.

La contre-réaction

Objectifs

- Définir quatre types de contre-réactions.
- Discuter les effets d'une contre-réaction SVCV sur le gain en tension, l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie et la distorsion harmonique.
- Expliquer le fonctionnement d'un amplificateur à résistance de transfert (transrésistance).
- Expliquer le fonctionnement d'un amplificateur à conductance de transfert (transconductance).
- Décrire l'utilisation d'une contre-réaction SICI pour réaliser un amplificateur de courant quasiment idéal.
- Discuter la relation entre bande passante et contre-réaction.

Vocabulaire

Amplificateur à transconductance	Convertisseur tension-courant	Source de courant commandée en courant (SICI)	Source de tension commandée en courant (SVCI)
Amplificateur à transrésistance	Distorsion harmonique	Source de courant commandée en tension (SICV)	Source de tension commandée en tension (SVCV)
Amplificateur de courant	Facteur d'atténuation de réaction		
Contre-réaction	Gain de boucle		
Convertisseur courant-tension	Produit gain bande (PGB)		Taux de réaction B

En quelques mots

En août 1927, un jeune ingénieur nommé Harold Black prend le transbordeur de Staten Island (New York) pour aller travailler. Pour passer le temps en ce matin d'été, il note quelques équations au sujet d'une nouvelle idée. Durant les mois suivants, il affine le concept et veut déposer un brevet. Mais comme cela arrive souvent avec une idée vraiment nouvelle, on se moque de lui. L'office des brevets rejette son application et la classe comme une nouvelle « absurdité sur le mouvement perpétuel ». Mais pas pour longtemps. L'idée de Black, c'est la *contre-réaction*.

17.1 Les quatre types de contre-réactions

Black n'a inventé qu'un type de **contre-réaction**, "celle qui stabilise le gain en tension, augmente l'impédance d'entrée et diminue l'impédance de sortie. La venue des transistors et des amplis op a rendu possibles les trois autres types.

17.1.1 Concept fondamental

Le signal à l'entrée d'un amplificateur à contre-réaction peut être soit un courant, soit une tension ; le signal de sortie peut aussi être un courant ou une tension. Cela donne quatre types de contre-réaction. Dans l'encart *À retenir* 17.1, nous voyons que le premier type possède une entrée et une sortie en tension. Le montage qui utilise cette contre-réaction s'appelle une **source de tension commandée en tension (SVCV)**. C'est un amplificateur de tension idéal : il possède un gain en tension stabilisé, une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle.

Dans le deuxième type de contre-réaction, un courant d'entrée contrôle une tension de sortie. Le montage utilisant ce type de réaction négative est une **source de tension commandée en courant (SVCI)**. Comme un courant à l'entrée contrôle une tension de sortie, on l'appelle aussi **amplificateur à transrésistance**. Le mot *résistance* vient du rapport v_{out}/i_{in} ; le préfixe *trans* indique le rapport grandeur de sortie sur grandeur d'entrée.

Dans le troisième type de contre-réaction, une tension d'entrée contrôle un courant de sortie. Ce montage est une **source de courant commandée en tension (SICV)**. On utilise aussi **amplificateur à transconductance** ; *conductance* vient du rapport i_{out}/v_{in} avec comme unité le siemens (mho).

Dans le quatrième type de contre-réaction, un courant d'entrée est amplifié pour donner un grand courant de sortie. Le montage avec ce type de contre-réaction est une **source de courant commandée en courant (SICI)**. Une SICI est un amplificateur idéal de courant car elle possède un gain en courant stabilisé, une impédance d'entrée nulle et une impédance de sortie infinie.

17.1.2 Convertisseurs

Il est logique d'utiliser le mot *amplificateur* pour une SVCV et une SICI, car la première est un amplificateur de tension et la seconde un amplificateur de courant. Mais l'usage du même mot pour les amplificateurs à transrésistance et les amplificateurs à transconductance peut sembler un peu singulier.

À RETENIR 17.1 – Contre-réaction idéale

Entrée	Sortie	Montage	z_{in}	z_{out}	Conversion	Rapport	Symbole	Type d'ampli
V	V	SVCV	∞	0	—	V_{out}/V_{in}	A_v	ampli de tension
I	V	SVCI	0	0	i en v	V_{out}/i_{in}	r_m	ampli à transrésistance
V	I	SICV	∞	∞	v en i	i_{out}/V_{in}	g_m	ampli à transconductance
I	I	SICI	0	∞	—	i_{out}/i_{in}	A_i	ampli de courant

À cause de cela, beaucoup d'ingénieurs et de techniciens préfèrent nommer ces montages *convertisseurs*. Par exemple, on appelle aussi une SICV un **convertisseur tension-courant** (on entre des volts et on sort des ampères). De même, une SVCI est un **convertisseur courant-tension** (le courant entre et la tension sort).

17.1.3 Schémas

La figure 17.1a montre une SVCV, ou amplificateur de tension. Dans un circuit réel, l'impédance d'entrée n'est pas infinie, mais très grande ; l'impédance de sortie n'est pas nulle, mais très petite. A_v représente le gain en tension. Puisque l'impédance z_{out} est très proche de zéro, la sortie d'une SVCV est une source de tension constante pour toutes les charges réelles.

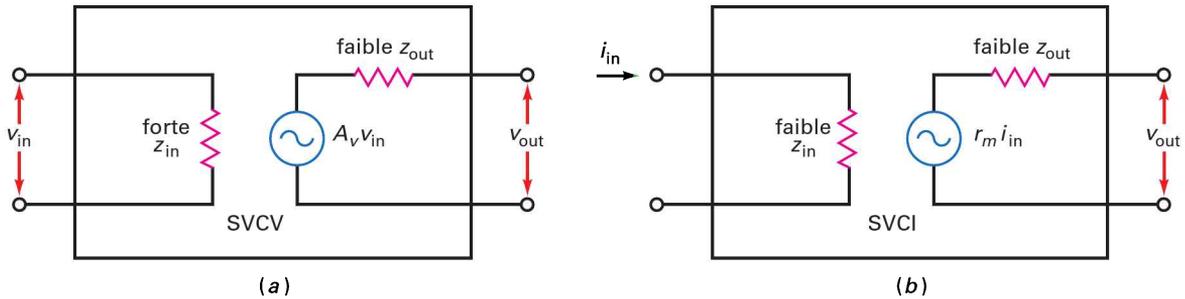


Figure 17.1

(a) Source de tension commandée en tension ;
(b) source de tension commandée en courant.

La figure 17.1b représente une SVCI, ou amplificateur à transrésistance (convertisseur courant-tension). Ce circuit possède une impédance d'entrée et une impédance de sortie très basses. Le facteur de conversion de la SVCI est appelé *transrésistance*, symbolisé par r_m et donné en ohms. Par exemple, si $r_m = 1 \text{ k}\Omega$, 1 mA de courant à l'entrée donne 1 V de tension de sortie sur la charge. Puisque l'impédance z_{out} est très proche de zéro, la sortie d'une SVCI est une source de tension constante pour les résistances de charge réelles.

La figure 17.2a représente une SICV, ou amplificateur à transconductance (convertisseur tension-courant). Elle présente une impédance d'entrée et une impédance de sortie très importantes. Le facteur de conversion de la SICV est appelé *transconductance*, symbolisé par g_m et exprimée en siemens (mhos). Par exemple, si $g_m = 1 \text{ mS}$, 1 V de tension à l'entrée injecte un courant de 1 mA dans la charge. Puisque l'impédance z_{out} est très proche de l'infini, la sortie d'une SICV est une source de courant constant pour toutes les résistances de charge réelles.

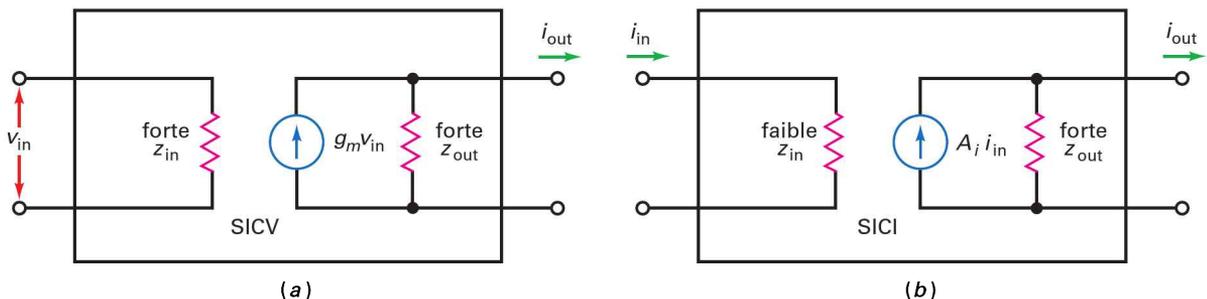


Figure 17.2 (a) Source de courant commandée en tension ; (b) source de courant commandée en courant.

La figure 17.2b représente une SICI, ou amplificateur de courant. Il possède une très faible impédance d'entrée et une très forte impédance de sortie. A_i symbolise le gain en courant de la SICI. Puisque l'impédance z_{out} est très proche de l'infini, la sortie d'une SICI est une source de courant constant pour toutes les résistances de charge réelles.

17.2 Gain en tension d'un amplificateur SVCV

Au chapitre 16, nous avons analysé l'amplificateur non inverseur, une *implémentation* (réalisation du montage) très largement utilisée de la SVCV. Dans ce paragraphe, nous allons revoir l'ampli non inverseur et disséquer plus profondément les propriétés de son gain en tension.

17.2.1 Gain en tension exact boucle fermée

La figure 17.3 représente un amplificateur non inverseur ; l'ampli op possède un gain en tension boucle ouverte A_{VOL} valant 100 000 ou plus. Le diviseur de tension ramène sur l'entrée inverseuse une partie de la tension de sortie. **B, le taux de réaction** de toute SVCV, est la tension de réaction divisée par la tension de sortie (figure 17.3) :

$$B = \frac{v_2}{v_{out}} \quad (17.1)$$

Cette grandeur est aussi nommée **facteur d'atténuation de la réaction**, car elle donne l'atténuation que subit le signal de sortie avant qu'il arrive à l'entrée.

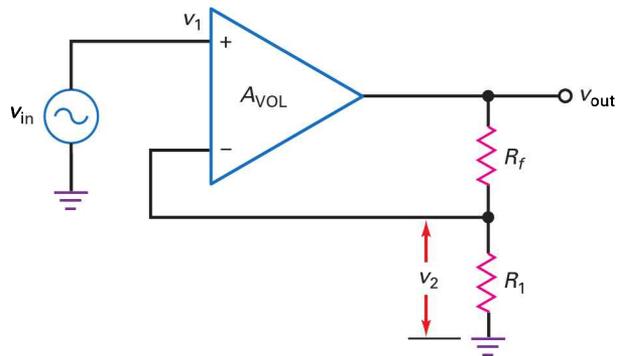


Figure 17.3
Amplificateur à SVCV.

On peut déterminer l'expression exacte du gain en tension boucle fermée et la mettre sous la forme :

$$A_{v(CL)} = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}B} \quad (17.2)$$

ou, selon les notations du tableau 17.1 où $A_v = A_{v(CL)}$:

$$A_v = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL}B} \quad (17.3)$$

C'est l'expression exacte du gain en tension pour toute source de tension commandée en tension.

17.2.2 Gain de boucle

Le second terme du dénominateur, $A_{VOL} B$, s'appelle le **gain de boucle** ; c'est le gain en tension de la boucle de réaction. C'est un paramètre très important dans la conception des amplificateurs à contre-réaction. Dans toute réalisation pratique, il est très grand ; plus il est grand, mieux il stabilise le gain en tension, et plus il améliore ou atténue les grandeurs telles que la stabilité du gain, la distorsion, les décalages et les impédances d'entrée ou de sortie.

17.2.3 Gain en tension idéal boucle fermée

Pour un bon fonctionnement d'une SVCCV, le gain de boucle $A_{VOL} B$ doit être nettement plus grand que l'unité. Cette condition satisfaite, la relation (17.3) devient :

$$A_v = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL} B} \approx \frac{A_{VOL}}{A_{VOL} B}$$

ou :

$$A_v \approx \frac{1}{B} \quad (17.4)$$

Cette expression très simple donne une réponse presque exacte quand $A_{VOL} B \gg 1$. Le gain réel boucle fermée est légèrement inférieur à ce gain en tension idéal boucle fermée. Si nécessaire, nous pouvons calculer le pourcentage d'erreur entre la valeur réelle et la valeur estimée avec :

$$\% \text{ erreur} = \frac{100 \%}{1 + A_{VOL} B} \quad (17.5)$$

Par exemple, si $1 + A_{VOL} B$ vaut 1 000 (60 dB), l'erreur est seulement 0,1 %. Cela veut dire que la valeur approchée est égale à la valeur exacte diminuée de 0,1 %.

17.2.4 Utilisation de la relation idéale

Pour calculer le gain en tension idéal boucle fermée de tout ampli SVCCV, nous utilisons la relation (17.4). Tout ce qu'il faut faire, c'est calculer le taux de réaction avec la relation (17.1) et prendre l'inverse. Par exemple, sur la figure 17.3, le taux de réaction est :

$$B = \frac{v_2}{v_{out}} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad (17.6)$$

L'inverse donne :

$$A_v \approx \frac{1}{B} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

Excepté le changement de A_{vCL} en A_v , c'est la même formule que celle obtenue dans le chapitre 16 avec un court-circuit virtuel entre les bornes d'entrée de l'ampli op.

Question 17.1

D'après la figure 17.4, calculez le taux de réaction, le gain en tension idéal boucle fermée, le pourcentage d'erreur et le gain en tension exact boucle fermée. Pour cela, on utilise un gain boucle ouverte A_{VOL} égal à 100 000, valeur courante pour le 741C.

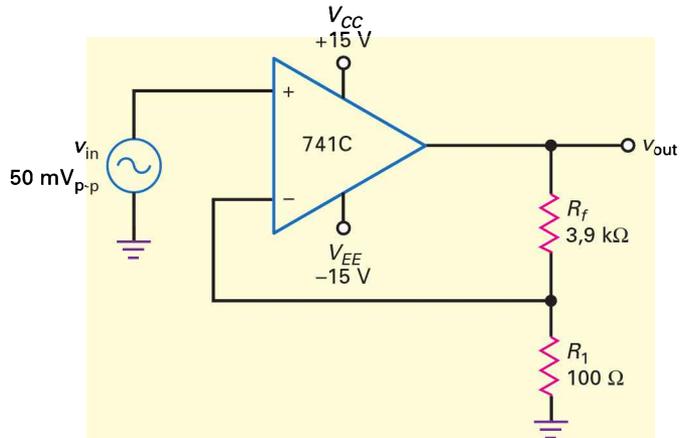


Figure 17.4

Réponse Avec la relation (17.6), le taux de réaction est :

$$B = \frac{100 \, \Omega}{100 \, \Omega + 3,9 \, \text{k}\Omega} = 0,025$$

Selon la relation (17.4), le gain en tension idéal boucle fermée est :

$$A_v = \frac{1}{0,025} = 40$$

Avec la relation (17.5), le pourcentage d'erreur est :

$$\% \text{ erreur} = \frac{100 \%}{1 + A_{VOL} B} = \frac{100 \%}{1 + (100\,000)(0,025)} = 0,04 \%$$

Pour évaluer le gain en tension exact boucle fermée, il existe deux méthodes : réduire la réponse idéale de 0,04 %, ou utiliser la formule exacte (17.3). Voici les calculs par les deux méthodes :

$$A_v = 40 - (0,04 \%)(40) = 40 - (0,0004)(40) = 39,984$$

Ce résultat non arrondi nous permet de voir la différence entre la réponse idéale (40) et la réponse exacte. Nous pouvons obtenir cette même réponse exacte avec la relation (17.3) :

$$A_v = \frac{A_{VOL}}{1 + A_{VOL} B} = \frac{100\,000}{1 + (100\,000)(0,025)} = 39,984$$

Pour conclure, cette application nous montre la précision de l'expression du gain en tension idéal boucle fermée. Sauf pour les études les plus rigoureuses, on utilise toujours la relation idéale. Dans les cas exceptionnels où il faut déterminer l'erreur, nous pourrions revenir en arrière avec la relation (17.5) et calculer le pourcentage d'erreur.

Cette application valide l'utilisation du court-circuit virtuel entre les deux entrées de l'ampli op. Dans les montages plus complexes, le court-circuit virtuel permet l'étude des effets de la réaction avec des méthodes logiques fondées sur la loi d'Ohm plutôt que par la résolution d'un grand nombre d'équations.

17.1 Avez-vous compris ? Calculez le taux de réaction, le gain en tension idéal boucle fermée, le pourcentage d'erreur et le gain en tension exact boucle fermée si, dans la figure 17.4, la valeur de 3,9 kΩ passe à 4,9 kΩ.

17.3 Autres propriétés des amplis SVCV

La contre-réaction est un remède contre les imperfections ou les insuffisances des amplificateurs. Par exemple, le gain en tension boucle ouverte présente de grandes variations d'un ampli op à l'autre. La contre-réaction *stabilise* le gain en tension, c'est-à-dire qu'elle élimine pratiquement les variations internes de l'ampli op et rend le gain en tension fonction uniquement de résistances externes. Ces dernières peuvent être de précision avec des coefficients de température très faibles ; le gain devient alors ultra-stable.

De même, la contre-réaction augmente l'impédance d'entrée, diminue l'impédance de sortie, et réduit toute la distorsion de non-linéarité du signal amplifié. Dans ce paragraphe, nous allons voir comment la réaction négative engendre ces améliorations.

17.3.1 Stabilité du gain

La stabilité du gain dépend de la faiblesse de l'erreur entre le gain en tension idéal boucle fermée et le gain en tension exact boucle fermée. Plus le pourcentage d'erreur est faible, plus la stabilité est grande. *L'erreur la plus importante* intervient quand le gain boucle ouverte est minimal. Nous avons la relation :

$$\% \text{ erreur maximal} = \frac{100 \%}{1 + A_{\text{VOL}(\min)} B} \quad (17.7)$$

où $A_{\text{VOL}(\min)}$ est le gain le plus faible ou le gain le plus défavorable donné dans la fiche technique. Pour le 741C, $A_{\text{VOL}(\min)} = 20\,000$.

Par exemple, si $1 + A_{\text{VOL}(\min)} B$ vaut 500 :

$$\% \text{ erreur maximal} = \frac{100 \%}{500} = 0,2\%$$

En production de série, le gain en tension boucle fermée de tout ampli SVCV avec les valeurs précédentes diffère de 0,2 % du gain idéal.

17.3.2 Impédance d'entrée boucle fermée

La figure 17.5a représente un amplificateur non inverseur. Voici l'expression exacte de son impédance d'entrée boucle fermée :

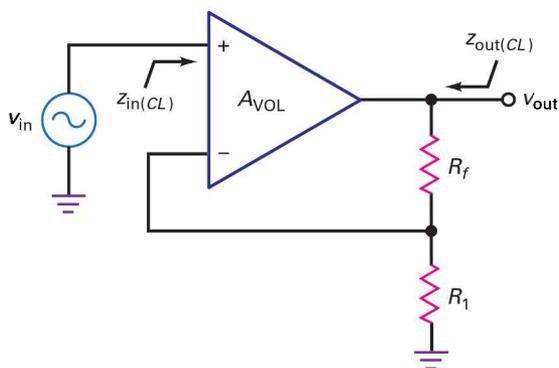
$$z_{\text{in}(\text{CL})} = (1 + A_{\text{VOL}} B) R_{\text{in}} \parallel R_{\text{MC}} \quad (17.8)$$

R_{in} : résistance d'entrée boucle ouverte de l'ampli op

R_{MC} : résistance d'entrée mode commun de l'ampli op

Bon à Savoir

Fondamentalement, tout ampli op qui n'utilise pas une contre-réaction négative est considéré comme trop instable pour être utile.



(a)

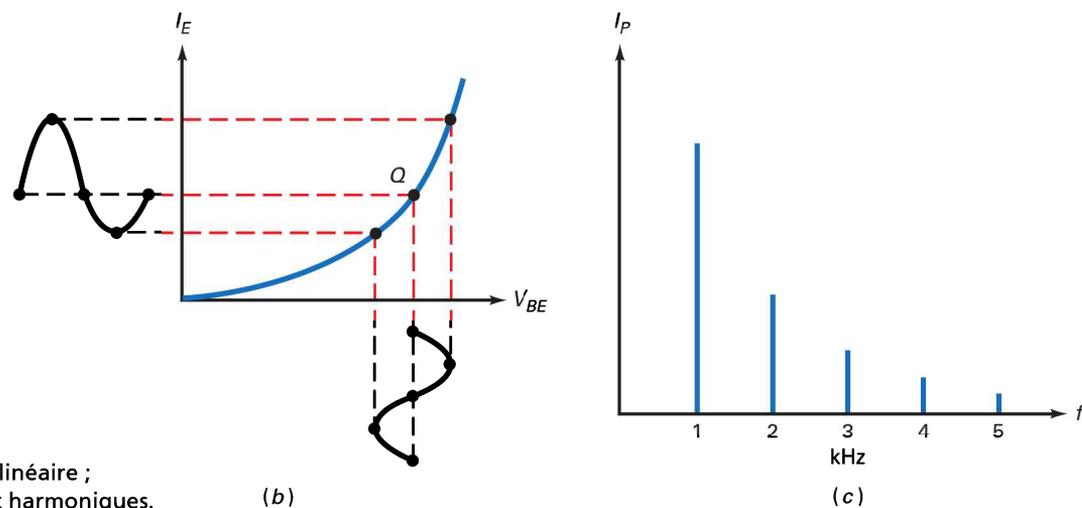


Figure 17.5

(a) Ampli SVCV ;

(b) distorsion non linéaire ;

(c) fondamental et harmoniques.

Un mot à propos des deux résistances qui apparaissent dans cette relation. Tout d'abord, R_{in} est la résistance d'entrée donnée dans la fiche technique. Pour un ampli diff à transistors bipolaires, elle est égale à $2\beta r'_e$, comme nous l'avons vu au chapitre 15. R_{in} apparaît aussi dans l'encart *À retenir* 16.1 ; elle est égale à 2 M Ω pour le 741C.

Ensuite, R_{MC} est la résistance équivalente de queue de l'étage ampli diff d'entrée. Dans le cas d'un ampli discret à transistors bipolaires, $R_{MC} = R_E$. Dans les amplis op, un miroir de courant remplace R_E et la résistance d'entrée mode commun R_{MC} est extrêmement élevée. Par exemple, la valeur de R_{MC} pour le 741C est supérieure à 100 M Ω .

Souvent, on néglige R_{MC} à cause de sa très grande valeur, et la relation (17.8) se simplifie en :

$$z_{in(CL)} \approx (1 + A_{VOL}B) R_{in} \quad (17.9)$$

Dans un ampli SVCV réel, la quantité $1 + A_{VOL}B$ est très supérieure à l'unité, l'impédance d'entrée boucle fermée est très grande. Dans le suiveur de tension, $B = 1$, et dans la relation (17.8), $z_{in(CL)}$ pourrait tendre vers l'infini sans la résistance R_{MC} en parallèle. En conclusion, la valeur ultime de l'impédance d'entrée boucle fermée est :

$$z_{in(CL)} = R_{MC}$$

Le point fondamental est le suivant : la valeur exacte de l'impédance d'entrée boucle fermée n'est pas importante ; ce qui compte, c'est qu'elle soit très grande, généralement très supérieure à la résistance d'entrée boucle ouverte de l'ampli op R_{in} , mais inférieure à la valeur ultime R_{MC} (résistance d'entrée mode commun de l'ampli op).

17.3.3 Impédance de sortie boucle fermée

D'après la figure 17.5a, l'impédance de sortie boucle fermée est l'impédance globale du montage SVCV vue par l'arrière. L'expression exacte de celle-ci est donnée par :

$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{VOL}B} \quad (17.10)$$

où R_{out} est la résistance de sortie boucle ouverte de l'ampli op fournie par la fiche technique. Nous avons déjà étudié R_{out} , et le tableau 16.1 donne 75 Ω pour le 741C.

Puisque, dans les montages pratiques, $1 + A_{VOL}B$ est beaucoup plus grand que 1, l'impédance de sortie boucle fermée est très inférieure à 1 Ω et peut approcher zéro pour le suiveur de tension. Dans ce cas précis, l'impédance de sortie est si faible que la résistance des fils de câblage peut devenir la valeur limite.

Encore une fois, le point important n'est pas la valeur exacte de l'impédance de sortie en boucle fermée, mais que la contre-réaction SVCV la rende inférieure à 1 Ω . Par conséquent, à la sortie, un ampli SVCV approche la source de tension idéale.

17.3.4 Distorsion non linéaire

L'effet de la contre-réaction sur la distorsion est un avantage supplémentaire. Dans les derniers étages d'un amplificateur, la *distorsion non linéaire* intervient pour les grands signaux, car la réponse entrée/sortie des composants actifs devient non linéaire. Par exemple, sur la figure 17.5b, nous voyons que la non-linéarité de la caractéristique de la diode émetteur-base déforme un grand signal en allongeant l'alternance positive et en comprimant l'alternance négative.

La distorsion non linéaire produit des *harmoniques* du signal d'entrée. Pour une tension sinusoïdale à 1 kHz, la sortie distordue comprend des sinusoïdes de fréquences 1 kHz, 2 kHz, 3 kHz, etc., comme le montre le *diagramme spectral* représenté par la figure 17.5c. La fréquence du fondamental est 1 kHz et toutes les autres sont des harmoniques. La mesure de la valeur efficace de la totalité des harmoniques nous renseigne sur la quantité de distorsion présente. C'est pour cela que l'on appelle très souvent cette distorsion non linéaire **distorsion harmonique**.

On mesure la distorsion harmonique à l'aide d'un instrument appelé *distorsiomètre*. Ce dernier mesure la tension totale des harmoniques et la divise par la tension du fondamental pour donner le *taux global de distorsion harmonique* (TDH) défini par :

$$TDH = \frac{\text{tension totale des harmoniques}}{\text{tension du fondamental}} \times 100 \% \quad (17.11)$$

Par exemple, si la tension totale des harmoniques est 0,1 V_{eff} et la tension du fondamental 1 V, alors TDH = 10 %.

La contre-réaction diminue la distorsion harmonique. La relation exacte est donnée par :

$$TDH_{CL} = \frac{TDH_{OL}}{1 + A_{VOL}B} \quad (17.12)$$

TDH_{OL} : taux de distorsion harmonique boucle ouverte

TDH_{CL} : taux de distorsion harmonique boucle fermée

Encore une fois, la quantité $1 + A_{\text{VOL}} B$ présente des vertus bénéfiques. Si elle est grande, elle réduit la distorsion harmonique à des niveaux négligeables. Avec un amplificateur stéréo, on entend de la musique haute-fidélité au lieu de sons distordus.

17.3.5 Amplificateur discret à contre-réaction

Nous avons évoqué au chapitre 9 cette idée d'un amplificateur de tension (ou SVCV) dont le gain de tension est commandé par des résistances externes. L'ampli discret à deux étages avec réaction qu'illustre la figure 9.4 est essentiellement un amplificateur de tension non inverseur utilisant la contre-réaction.

Si l'on revient à ce circuit, les deux étages EC produisent un gain en tension boucle ouverte égal à :

$$A_{\text{VOL}} = (A_{v1})(A_{v2})$$

La tension de sortie commande un diviseur de tension formé par r_f et r_e . Puisque la base de r_e est à la masse AC, le taux de réaction est approximativement :

$$B \cong \frac{r_e}{r_f + r_e}$$

Ceci ne tient pas compte de l'effet de charge de l'émetteur du transistor d'entrée.

La tension d'entrée v_{in} s'applique à la base du premier transistor alors que la tension de réaction s'applique à l'émetteur. Une tension d'erreur apparaît donc au travers de la diode base-émetteur. L'analyse mathématique est similaire à celle donnée précédemment. Le gain en tension boucle fermée est approximativement $\frac{1}{B}$, l'impédance d'entrée est $(1 + A_{\text{VOL}} B)R_{\text{in}}$, l'impédance de sortie est :

$$\frac{R_{\text{out}}}{(1 + A_{\text{VOL}} B)}$$

et la distorsion est :

$$\frac{\text{TDH}_{\text{OL}}}{(1 + A_{\text{VOL}} B)}$$

On trouve cette utilisation de la contre-réaction dans de nombreux amplificateurs.

||| Multisim

Question 17.2

D'après la figure 17.6, le 741C possède : $R_{\text{in}} = 2 \text{ M}\Omega$; $R_{\text{MC}} = 200 \text{ M}\Omega$. Que vaut la résistance d'entrée boucle fermée ? Utilisez pour le 741C une valeur du gain A_{VOL} classique : 100 000.

Réponse Dans la réponse à la question 17.1, nous avons calculé $B = 0,025$. Donc :

$$1 + A_{\text{VOL}} B = 1 + (100\,000)(0,025) \approx 2\,500$$

Avec la relation (17.9), nous obtenons :

$$z_{\text{in(CL)}} \approx (1 + A_{\text{VOL}} B)R_{\text{in}} = (2\,500)(2 \text{ M}\Omega) = 5\,000 \text{ M}\Omega$$

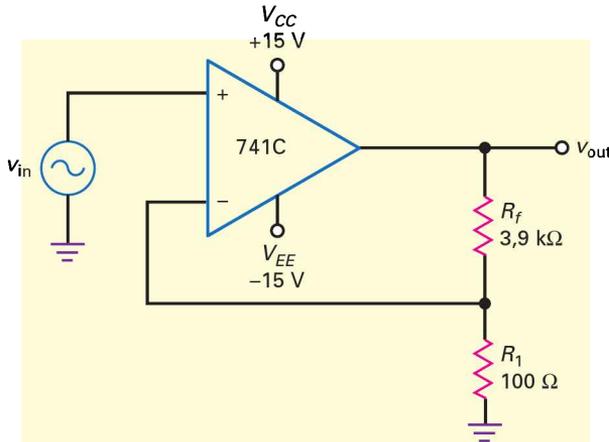


Figure 17.6

Chaque fois que vous obtenez une réponse supérieure à $100 \text{ M}\Omega$, la relation (17.8) s'applique :

$$z_{\text{in(CL)}} = (5\,000 \Omega) \parallel 200 \text{ M}\Omega = 192 \text{ M}\Omega$$

Cette très forte impédance d'entrée signifie que la SVCV tend vers l'amplificateur de tension idéal.

17.2 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 17.6 en faisant passer la résistance de $3,9 \text{ k}\Omega$ à $4,9 \text{ k}\Omega$ et calculer $z_{\text{in(CL)}}$.

Question 17.3

Utilisez les données et les résultats de la question précédente pour calculer l'impédance de sortie boucle fermée sur la figure 17.6. Utilisez $A_{\text{VOL}} = 100\,000$ et $R_{\text{out}} = 75 \Omega$.

Réponse Avec la relation (17.10) :

$$z_{\text{out(CL)}} = \frac{75 \Omega}{2\,500} = 0,03 \Omega$$

Cette très faible impédance de sortie signifie que la SVCV tend vers l'amplificateur de tension idéal.

17.3 Avez-vous compris ? Reprendre la question 17.3 avec $A_{\text{VOL}} = 200\,000$ et $B = 0,025$.

Question 17.4

Supposons que l'amplificateur présente une distorsion harmonique boucle ouverte égale à $7,5 \%$. Quelle est la distorsion harmonique boucle fermée ?

Réponse Avec la relation (17.12) :

$$\text{TDH}_{\text{CL}} = \frac{7,5\%}{2\,500} = 0,003\%$$

17.4 Avez-vous compris ? Reprendre la question 17.4 en faisant passer la résistance de $3,9 \text{ k}\Omega$ à $4,9 \text{ k}\Omega$.

17.4 L'amplificateur SVCI

La figure 17.7 représente un amplificateur à transrésistance ; il présente une entrée en courant et une sortie en tension. L'amplificateur source de tension commandée en courant est un convertisseur courant-tension presque parfait, car il possède une impédance d'entrée nulle et une impédance de sortie nulle.

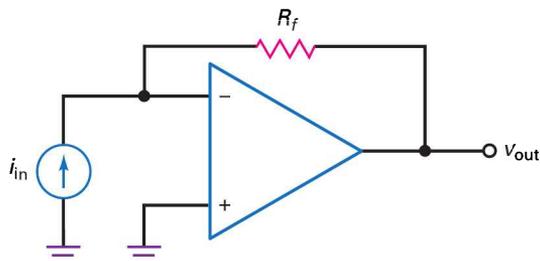


Figure 17.7
Amplificateur de tension commandé en courant (SVCI).

17.4.1 Tension de sortie

L'expression exacte de la tension de sortie est :

$$v_{\text{out}} = - \left(i_{\text{in}} R_f \frac{A_{\text{VOL}}}{1 + A_{\text{VOL}}} \right) \quad (17.13)$$

Comme le gain A_{VOL} est beaucoup plus grand que l'unité, l'expression devient :

$$v_{\text{out}} = - (i_{\text{in}} R_f) \quad (17.14)$$

où R_f est la transrésistance.

Pour démontrer facilement la relation (17.14) et la retenir, on utilise le concept de la masse virtuelle (rappel : l'entrée inverseuse est une masse virtuelle pour la tension pas pour le courant). Si vous en imaginez une sur l'entrée inverseuse, vous voyez que le courant d'entrée doit passer par la résistance de réaction. Son extrémité gauche étant à la masse, l'amplitude de la tension de sortie est donnée par :

$$v_{\text{out}} = - (i_{\text{in}} R_f)$$

Ce montage est un convertisseur courant-tension. Nous pouvons choisir différentes valeurs de la résistance R_f pour obtenir différents facteurs de conversion (transrésistances ou résistances de transfert). Par exemple, si $R_f = 1 \text{ k}\Omega$, un courant d'entrée 1 mA donne une tension de sortie 1 V ; avec $R_f = 10 \text{ k}\Omega$, le même courant d'entrée donne une tension de sortie 10 V. Le sens du courant apparaissant à la figure 17.8 correspond au flot de courant conventionnel.

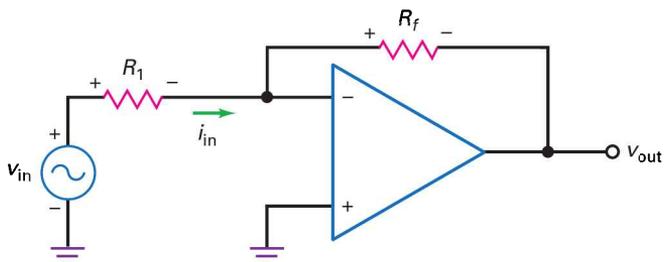


Figure 17.8
Amplificateur inverseur.

17.4.2 Impédance d'entrée et impédance de sortie

D'après la figure 17.7, les relations exactes pour l'impédance d'entrée boucle fermée et l'impédance de sortie boucle fermée sont :

$$z_{\text{in(CL)}} = \frac{R_f}{1 + A_{\text{VOL}}} \quad (17.15)$$

$$z_{\text{out(CL)}} = \frac{R_{\text{out}}}{1 + A_{\text{VOL}}} \quad (17.16)$$

Dans les deux expressions, la valeur importante du dénominateur donne à l'impédance une valeur très faible.

17.4.3 L'amplificateur inverseur

Au chapitre 16, nous avons étudié l'amplificateur inverseur représenté par la figure 17.8, dont le gain en tension est donné par :

$$A_v = \frac{-R_f}{R_1} \quad (17.17)$$

Ce type d'amplificateur utilise une source de tension commandée en courant. À cause de la masse virtuelle, le courant d'entrée vaut :

$$i_{\text{in}} = \frac{v_{\text{in}}}{R_1}$$

Question 17.5

Multisim

D'après la figure 17.9, quelle est la tension de sortie si la fréquence du signal d'entrée vaut 1 kHz ?

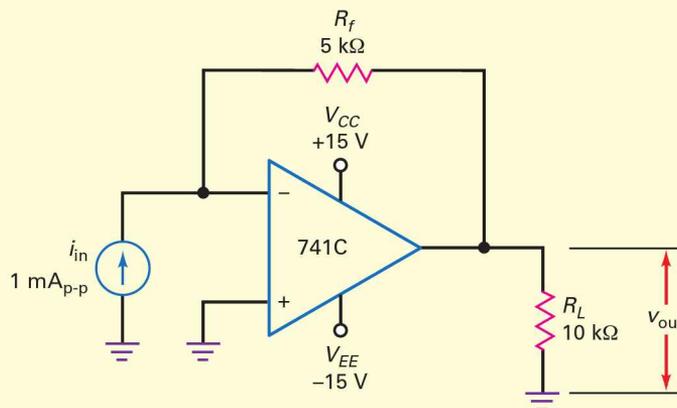


Figure 17.9

Réponse Imaginons un courant d'entrée 1 mA_{pp} traversant la résistance $5 \text{ k}\Omega$. Avec la loi d'Ohm ou la relation (17.14), nous obtenons :

$$v_{\text{out}} = -(1 \text{ mA}_{\text{pp}})(5 \text{ k}\Omega) = -5 \text{ V}_{\text{pp}}$$

Ici encore, le signe « moins » indique un déphasage de 180° . Le signal de sortie est une tension AC ayant une amplitude crête à crête 5 V et une fréquence 1 kHz.

17.5 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 17.9, passer la résistance de rétroaction à 2 k Ω et calculer v_{out} .

Question 17.6

Que valent les impédances d'entrée et de sortie boucle fermée sur la figure 17.9 ? Utilisez les valeurs classiques du 741C.

Réponse Avec la relation (17.15) :

$$z_{in(CL)} = \frac{5 \text{ k}\Omega}{1 + 100\,000} \cong \frac{5 \text{ k}\Omega}{100\,000} = 0,05 \text{ }\Omega$$

Avec la relation (17.16) :

$$z_{out(CL)} = \frac{75 \text{ }\Omega}{1 + 100\,000} \cong \frac{75 \text{ }\Omega}{100\,000} = 0,00075 \text{ }\Omega$$

17.6 Avez-vous compris ? Reprendre la question 17.6 avec $A_{VOL} = 200\,000$.

17.5 L'amplificateur SICV

Dans l'amplificateur source de courant commandée en tension, une tension d'entrée commande un courant de sortie. La très forte contre-réaction de ce type d'ampli convertit la tension d'entrée en un courant de sortie très précis.

La figure 17.10 représente un amplificateur à transconductance. Il ressemble à un ampli SVCV, sauf que R_L est à la fois la résistance de charge et la résistance de réaction. Autrement dit, la sortie active n'est pas la tension sur $R_1 + R_L$, mais le courant dans la résistance R_L . Ce courant est stabilisé, c'est-à-dire qu'une valeur donnée de la tension d'entrée produit une valeur précise du courant de sortie.

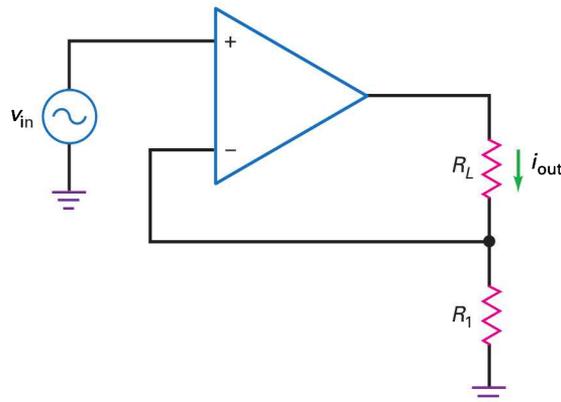


Figure 17.10
Amplificateur de courant
commandé en tension (SICV).

Pour la figure 17.10, l'expression exacte du courant de sortie est :

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1 + (R_1 + R_L) / A_{VOL}} \quad (17.18)$$

Dans le montage pratique, le second terme du dénominateur est beaucoup plus petit que le premier et la relation se simplifie :

$$i_{\text{out}} = \frac{v_{\text{in}}}{R_1} \quad (17.19)$$

On l'écrit parfois :

$$i_{\text{out}} = g_m v_{\text{in}}$$

où $g_m = 1/R_1$.

Voici une méthode simple pour démontrer et retenir la relation (17.19). Quand vous imaginez un court-circuit virtuel entre les entrées de l'ampli op (figure 17.10), l'entrée (-) se retrouve à la tension de l'entrée (+). Donc, toute cette tension est appliquée sur R_1 et le courant dans cette résistance est :

$$i_1 = \frac{v_{\text{in}}}{R_1}$$

Le seul chemin possible pour ce courant est la résistance R_L ; par conséquent, la relation (17.19) donne la valeur du courant de sortie.

Ce montage est un *convertisseur tension-courant*. Nous pouvons choisir différentes valeurs de la résistance R_1 pour obtenir différents facteurs de conversion (transconductances ou conductances de transfert). Par exemple, si $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, une tension d'entrée 1 V donne un courant de sortie 1 mA ; avec $R_1 = 100 \Omega$, la même tension donne 10 mA de courant de sortie.

Puisque l'entrée sur la figure 17.10 est la même que l'entrée d'un ampli SVCV, l'expression simplifiée de l'impédance d'entrée boucle fermée est :

$$z_{\text{in(CL)}} = (1 + A_{\text{VOL}}B) R_{\text{in}} \quad (17.20)$$

où R_{in} est la résistance d'entrée de l'ampli op. Le courant de sortie stabilisé voit une impédance de sortie boucle fermée de :

$$z_{\text{out(CL)}} = (1 + A_{\text{VOL}}) R_1 \quad (17.21)$$

Dans ces deux relations, un grand gain boucle ouverte A_{VOL} accroît les impédances et les fait tendre vers l'infini, exactement ce que nous voulons pour un ampli SICV. Le montage est un convertisseur tension-courant presque parfait car il présente une très grande impédance d'entrée et une très grande impédance de sortie.

L'ampli à transconductance de la figure 17.10 fonctionne avec une résistance de charge flottante. Ceci n'est pas très commode car beaucoup de charges ont une borne à la masse. Dans ce cas, vous pouvez voir des CI linéaires comme les LM13600 et LM13700 utilisés comme amplificateurs à transconductance. Ces derniers peuvent alimenter des résistances avec une extrémité à la masse.

Question 17.7



D'après la figure 17.11, que vaut le courant de charge ? La puissance dans la charge ? Que se passe-t-il si la résistance de charge devient égale à 4Ω ?

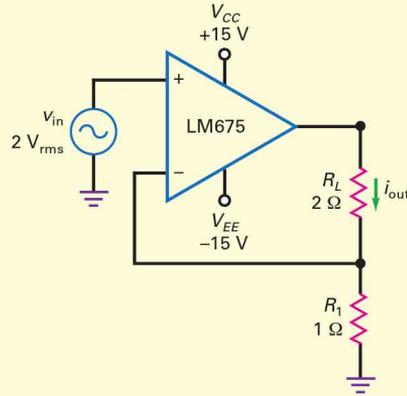


Figure 17.11

Réponse Imaginez un court-circuit virtuel entre les bornes d'entrée de l'ampli op. Avec l'entrée inverseuse ramenée sur l'entrée non inverseuse, toute la tension appliquée se retrouve sur la résistance 1Ω . La loi d'Ohm ou la relation (17.19) permettent l'évaluation du courant de sortie :

$$i_{\text{out}} = \frac{2 \text{ V}_{\text{eff}}}{1 \Omega} = 2 \text{ A}_{\text{eff}}$$

Ce courant égal à 2 A_{eff} traverse la résistance 2Ω en donnant une puissance sur cette dernière :

$$P_L = (2 \text{ A})^2 (2 \Omega) = 8 \text{ W}$$

Si la résistance de charge passe à 4Ω , le courant de sortie est toujours 2 A_{eff} mais la puissance sur la charge passe à :

$$P_L = (2 \text{ A})^2 (4 \Omega) = 16 \text{ W}$$

Tant que l'ampli op ne se sature pas, il est possible de changer la valeur de la résistance de charge et d'avoir toujours un courant de sortie stabilisé à 2 A_{eff}

17.7 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 17.11, faire passer la tension d'entrée à 3 V_{eff} et calculer i_{out} et P_L .

17.6 L'amplificateur SICI

Un amplificateur source de courant commandée en courant (SICI) amplifie le courant d'entrée. Il fonctionne comme un **amplificateur de courant** parfait à cause de l'importante contre-réaction. Il présente une très faible impédance d'entrée et une très forte impédance de sortie.

La figure 17.12 représente un amplificateur inverseur de courant. Le gain en courant boucle fermée est donné par la relation :

$$A_i = \frac{A_{\text{VOL}}(R_1 + R_2)}{R_L + A_{\text{VOL}}R_1} \quad (17.22)$$

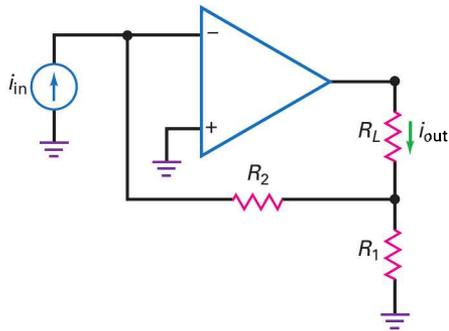


Figure 17.12
Amplificateur de courant
commandé en courant (SICI).

Généralement, le second terme du dénominateur est beaucoup plus grand que le premier, et l'expression se simplifie :

$$A_i \approx \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (17.23)$$

L'expression de l'impédance d'entrée boucle fermée est :

$$z_{in(CL)} = \frac{R_2}{1 + A_{VOL}B} \quad (17.24)$$

où le taux de réaction est :

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (17.25)$$

Le courant stabilisé voit une impédance de sortie boucle fermée :

$$z_{out(CL)} = (1 + A_{VOL})R_1 \quad (17.26)$$

Un grand gain A_{VOL} donne une très faible impédance d'entrée et une très forte impédance de sortie ; de ce fait, l'ampli SICI est un amplificateur de courant presque parfait.

Question 17.8

Multisim

Que vaut le courant de charge de la figure 17.13 ? la puissance dans la charge ? Si la résistance de charge passe à 2Ω , que deviennent le courant et la puissance ?

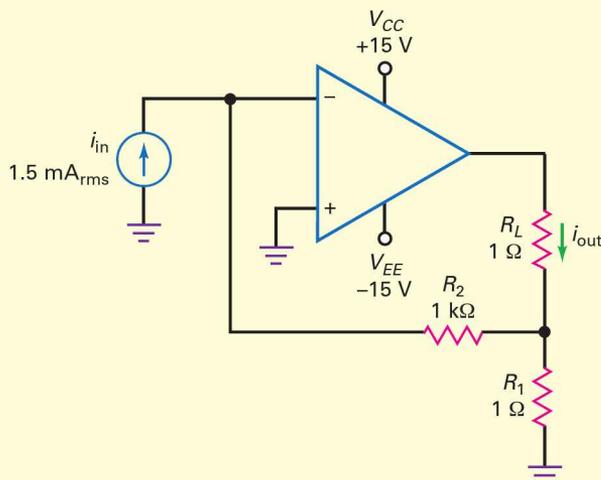


Figure 17.13

Réponse Selon la relation (17.23), le gain en courant vaut :

$$A_i = \frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \Omega} + 1 \approx 1\,000$$

Le courant de charge est :

$$i_{\text{out}} = (1\,000)(1,5 \text{ mA}_{\text{eff}}) = 1,5 \text{ A}_{\text{eff}}$$

La puissance vaut :

$$P_L = (1,5 \text{ A})^2(1 \Omega) = 2,25 \text{ W}$$

Si la résistance de charge passe à 2Ω , le courant est encore $1,5 \text{ A}_{\text{eff}}$, mais la puissance devient :

$$P_L = (1,5 \text{ A})^2(2 \Omega) = 4,5 \text{ W}$$

17.8 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 17.13, faire passer i_{in} à 2 mA et calculer i_{out} et P_L .

17.7 La bande passante

La contre-réaction augmente la bande passante d'un amplificateur, car la décroissance du gain en tension boucle ouverte entraîne une diminution de la tension de réaction, ce qui donne en retour plus de tension d'entrée. De ce fait, la fréquence de coupure boucle fermée est beaucoup plus haute que la fréquence de coupure boucle ouverte.

17.7.1 Autres expressions de la bande passante

Le chapitre 16 a présenté la bande passante d'une source de tension commandée en tension. Rappelons que la bande passante boucle fermée est donnée par la relation :

$$f_{2(\text{CL})} = \frac{f_T}{A_{v(\text{CL})}} \quad (17.27)$$

On peut encore démontrer deux autres relations pour cette grandeur :

$$f_{2(\text{CL})} = (1 + A_{\text{VOL}} B) f_{2(\text{OL})} \quad (17.28)$$

$$f_{2(\text{CL})} = \frac{A_{\text{VOL}}}{A_{v(\text{CL})}} f_{2(\text{OL})} \quad (17.29)$$

où $A_{v(\text{CL})}$ est identique à A_v .

Toutes ces relations sont utiles pour évaluer la bande passante d'un ampli SVCV. Celle à utiliser dépend des données disponibles. Si les valeurs de $A_{v(\text{CL})}$ et de f_T sont connues, il faut prendre la relation (17.27) ; si on a A_{VOL} , B et $f_{2(\text{OL})}$, c'est la relation (17.28) ; et la relation (17.29) est utile avec A_{VOL} , $A_{v(\text{CL})}$ et $f_{2(\text{OL})}$.

17.7.2 Le produit gain-bande est constant

La relation (17.27) peut se mettre sous la forme :

$$A_{v(CL)} f_{2(CL)} = f_T$$

Le côté gauche de l'équation est le produit du gain par la bande passante, il s'appelle le **produit gain-bande (PGB)** ; le terme de droite est une constante pour un ampli op donné. La relation indique que *le produit gain-bande est une constante*. À cause de ce produit constant pour un ampli op donné, le concepteur doit échanger du gain contre de la bande passante. Moins on utilise de gain, plus la bande passante est importante, ou inversement plus on désire du gain, plus on doit se résoudre à une perte de bande passante.

La seule méthode pour améliorer cela consiste à utiliser un ampli op avec un PGB plus important, équivalent à une fréquence f_T plus haute. Dans le cas où un ampli n'a pas assez de produit gain-bande, il faut utiliser un modèle plus performant, avec un PGB plus important. Par exemple, le 741C possède un PGB égal à 1 MHz. Si c'est trop faible pour l'application voulue, on peut prendre le LM318 qui possède un PGB égal à 15 MHz. De cette manière, nous aurons pour le même gain en tension boucle fermée quinze fois plus de bande passante.

17.7.3 Bande passante et distorsion de slew rate

Bien que la contre-réaction diminue la distorsion de non-linéarité du dernier étage de l'amplificateur, elle n'a absolument aucun effet sur la distorsion de *slew rate*. Donc, après l'évaluation de la bande passante boucle fermée, il faut calculer la bande passante grand signal avec la relation (16.2). Pour une sortie sans distorsion sur toute la bande passante boucle fermée, la fréquence de coupure boucle fermée doit être inférieure à la bande passante grand signal :

$$f_{2(CL)} < f_{\max} \quad (17.30)$$

Ce qui veut dire que la valeur crête de la tension de sortie doit être inférieure à :

$$V_{p(\max)} = \frac{S_R}{2\pi f_{2(CL)}} \quad (17.31)$$

Voici pourquoi la contre-réaction est sans effet sur la distorsion de slew rate. Le condensateur de compensation de l'ampli op donne une importante capacité Miller. Pour un 741C, cette grande capacité perturbe fortement l'entrée de l'ampli op (figure 17.14a). Quand la distorsion de slew rate est présente, la tension v_{in} est suffisamment haute pour saturer un transistor et bloquer l'autre. L'ampli op n'est plus en fonctionnement linéaire, l'effet bénéfique de la contre-réaction est temporairement suspendu.

La figure 17.14b illustre ce qui se passe si Q_1 est saturé et Q_2 bloqué. Alors, le condensateur 3 000 pF se charge à travers une résistance 1 M Ω ; le slew rate est représenté sur la figure. Quand la charge est faite, Q_1 quitte la saturation, Q_2 se débloque et l'effet de la contre-réaction réapparaît.

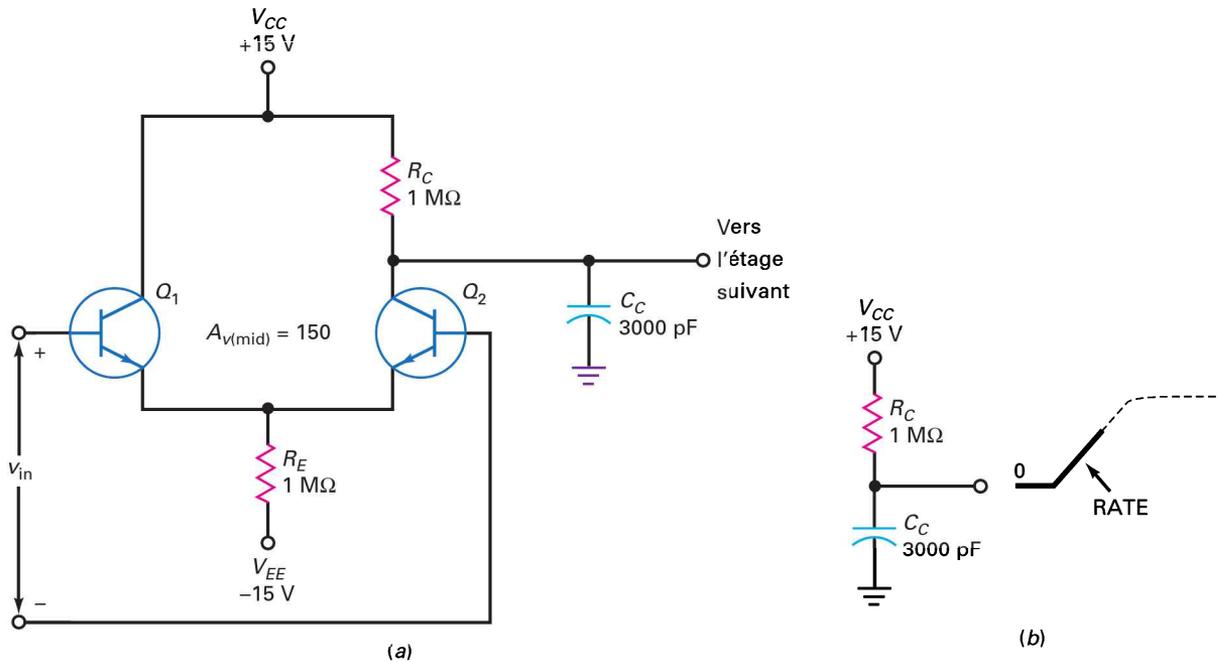


Figure 17.14
 (a) Entrée de l'ampli diff du 741C ;
 (b) la charge du condensateur donne le slew rate.

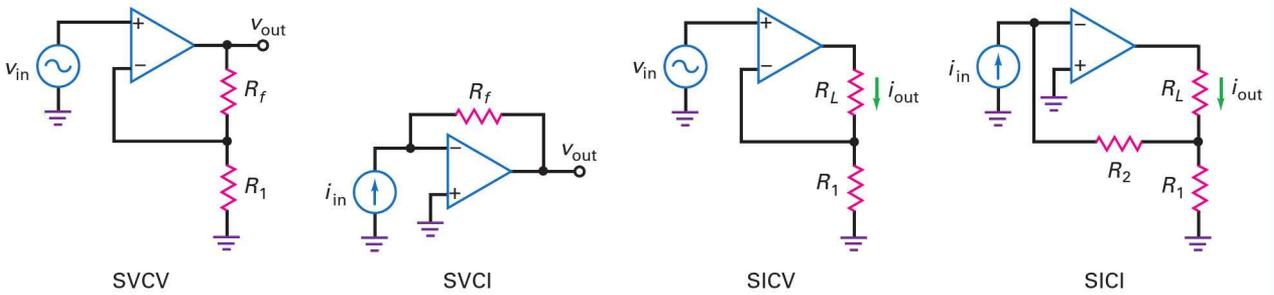
17.7.4 Tableau des contre-réactions

L'encart *À retenir* 17.2 résume les quatre prototypes théoriques de contre-réactions. Ce sont les circuits fondamentaux qui peuvent être modifiés pour donner des montages plus évolués. Avec une source de tension et une résistance R_1 à l'entrée, la SVCI devient l'amplificateur inverseur très classique étudié précédemment. Autre exemple : en ajoutant des condensateurs de liaison au prototype SVCV, nous obtenons un amplificateur AC. Dans le chapitre suivant, nous allons modifier ces circuits fondamentaux pour obtenir une grande variété de montages utiles.

À RETENIR 17.2 – Les quatre types de contre-réactions

Type	Stabilisé	Relation	$Z_{in(CL)}$	$Z_{out(CL)}$	$f_{2(CL)}$	$f_{2(CL)}$	$f_{2(CL)}$
SVCV (amplificateur de tension non inversée)	A_v	$\frac{R_f}{R_1} + 1$	$(1 + A_{VOL}B)R_{in}$	$\frac{R_{out}}{(1 + A_{VOL}B)}$	$(1 + A_{VOL}B)f_{2(OL)}$	$\frac{A_{VOL}}{A_{v(CL)}} f_{2(OL)}$	$\frac{f_T}{A_{v(CL)}}$
SVCI (convertisseur courant-tension)	$\frac{v_{out}}{i_{in}}$	$v_{out} = -(i_{in}R_f)$	$\frac{R_f}{1 + A_{VOL}}$	$\frac{R_{out}}{1 + A_{VOL}}$	$(1 + A_{VOL})f_{2(OL)}$	—	—
SICV (convertisseur tension-courant)	$\frac{i_{out}}{v_{in}}$	$i_{out} = \frac{v_{in}}{R_1}$	$(1 + A_{VOL}B)R_{in}$	$(1 + A_{VOL})R_1$	$(1 + A_{VOL})f_{2(OL)}$	—	—
SICI (amplificateur de courant)	A_i	$\frac{R_2}{R_1} + 1$	$\frac{R_2}{(1 + A_{VOL}B)}$	$(1 + A_{VOL})R_1$	$(1 + A_{VOL}B)f_{2(OL)}$	—	—

À RETENIR 17.2 – Les quatre types de contre-réactions (suite)



Question 17.9

Si l'ampli SVCV dans l'encart *À retenir* 17.2 utilise un LF411A avec $(1 + A_{VOL}B) = 1\,000$ et $f_{2(OL)} = 160$ Hz, quelle est la bande passante boucle fermée ?

Réponse Avec la relation (17.28), nous obtenons :

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{VOL}B)f_{2(OL)} = (1\,000)(160 \text{ Hz}) = 160 \text{ kHz}$$

17.9 Avez-vous compris ? Reprendre la question 17.9 avec $f_{2(OL)} = 100$ Hz.

Question 17.10

Si l'ampli SVCV dans l'encart *À retenir* 17.2 utilise l'ampli op LM308 avec $A_{VOL} = 250\,000$ et $f_{2(OL)} = 1,2$ Hz, quelle est la bande passante boucle fermée pour $A_{v(CL)} = 50$?

Réponse Avec la relation (17.29), nous obtenons :

$$f_{2(CL)} = \frac{A_{VOL}}{A_{v(CL)}} f_{2(OL)} = \frac{250\,000}{50} (1,2 \text{ Hz}) = 6 \text{ kHz}$$

17.10 Avez-vous compris ? Reprendre la question 17.10 avec $A_{VOL} = 200\,000$ et $f_{2(OL)} = 2$ Hz.

Question 17.11

Si l'ampli SVCI dans le tableau 17.2 utilise un LM318 avec $A_{VOL} = 200\,000$ et $f_{2(OL)} = 75$ Hz, quelle est la bande passante en boucle fermée ?

Réponse Avec la relation donnée dans l'encart *À retenir* 17.2, nous obtenons :

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{VOL})f_{2(OL)} = (1 + 200\,000)(75 \text{ Hz}) = 15 \text{ MHz}$$

17.11 Avez-vous compris ? Dans la question 17.11, si $A_{VOL} = 75\,000$ et $f_{2(CL)} = 750$ kHz, quelle est la bande passante boucle ouverte ?

Question 17.12

Si l'ampli SICI dans l'encart *À retenir* 17.2 utilise l'ampli op OP-07A avec $f_{2(OL)} = 20$ Hz et si $(1 + A_{OL}B) = 2\,500$, quelle est la bande passante boucle fermée ?

Réponse Avec la relation donnée dans l'encart *À retenir* 17.1, nous obtenons :

$$f_{2(CL)} = (1 + A_{OL}B)f_{2(OL)} = (2\,500)(20 \text{ Hz}) = 50 \text{ kHz}$$

17.12 Avez-vous compris ? Reprendre la question 17.12 avec $f_{2(OL)} = 50$ Hz.

Question 17.13

Un ampli SVCV utilise l'ampli op LM741C avec $f_T = 1$ MHz et $S_R = 0,5$ V/μs. Si $A_{v(CL)} = 10$, que vaut la bande passante boucle fermée ? La tension crête maximale de sortie sans distorsion à $f_{2(CL)}$?

Réponse Avec la relation (17.27) :

$$f_{2(CL)} = \frac{f_T}{A_{v(CL)}} = \frac{1 \text{ MHz}}{10} = 100 \text{ kHz}$$

Avec la relation (17.31) :

$$V_{p(\max)} = \frac{S_R}{2\pi f_{2(CL)}} = \frac{0,5 \text{ V}/\mu\text{s}}{2\pi(100 \text{ kHz})} = 0,795 \text{ V}$$

17.13 Avez-vous compris ? Calculer la bande passante boucle fermée et $V_{p(\max)}$ dans la question 17.13 avec $A_{v(CL)} = 100$.

Réviser

Résumé

17.1 Les quatre types de contre-réactions

Il existe quatre types fondamentaux de contre-réactions : SVCV, SVCI, SICV et SICI. Pour deux types (SVCV et SICV), le signal d'entrée est une tension ; pour les deux autres (SVCI et SICI), le signal d'entrée est un courant. Les sorties des SVCV et SVCI se comportent en source de tension alors que les SICV et SICI agissent en sources de courant.

17.2 Gain en tension d'un amplificateur SVCV

Le gain de boucle est le gain en tension de la chaîne de réaction. Dans la plupart des réalisations pratiques, ce gain

de boucle est très important. Le gain en tension boucle fermée est très stable car il est indépendant des propriétés de l'ampli op. Au contraire, il dépend entièrement des valeurs des résistances externes.

17.3 Autres propriétés des amplis SVCV

La contre-réaction SVCV possède des effets correctifs sur les imperfections d'un amplificateur, car elle stabilise le gain en tension, augmente l'impédance d'entrée, diminue l'impédance de sortie et amoindrit la distorsion harmonique.

17.4 L'amplificateur SVCI

C'est un amplificateur à transrésistance (résistance de transfert) ; il est équivalent à un convertisseur courant-tension. Idéalement, il présente une impédance d'entrée

nulle à cause du court-circuit virtuel. Le courant d'entrée donne une tension de sortie précise.

17.5 L'amplificateur SICV

C'est un amplificateur à transconductance ; il est équivalent à un convertisseur tension-courant. Idéalement, il présente une impédance d'entrée infinie. La tension d'entrée donne un courant de sortie précis. L'impédance de sortie tend vers l'infini.

17.6 L'amplificateur SICI

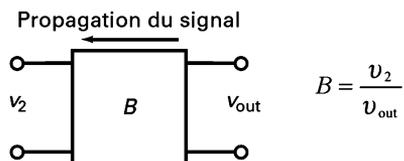
À cause de la forte contre-réaction, l'ampli SICI est presque l'amplificateur de courant parfait, celui dont l'impédance d'entrée est nulle et l'impédance de sortie infinie.

17.7 La bande passante

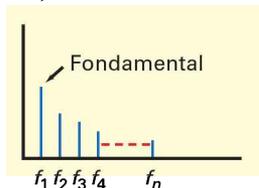
La contre-réaction augmente la bande passante, car la diminution du gain boucle ouverte entraîne une diminution de la tension de réaction, ce qui, par compensation, donne plus de tension d'entrée. C'est la raison pour laquelle la fréquence de coupure boucle fermée est supérieure à la fréquence de coupure boucle ouverte.

Définitions

(17.1) Taux de réaction :



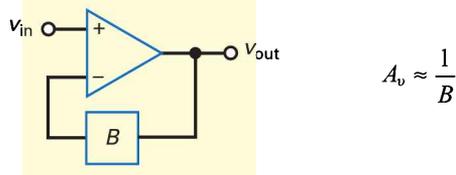
(17.11) Taux de distorsion harmonique :



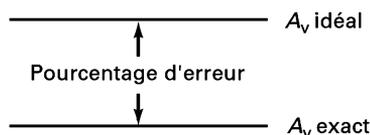
$$TDH = \frac{\text{tension totale des harmoniques}}{\text{tension du fondamental}} \times 100 \%$$

Relations

(17.4) Gain en tension SVCV :

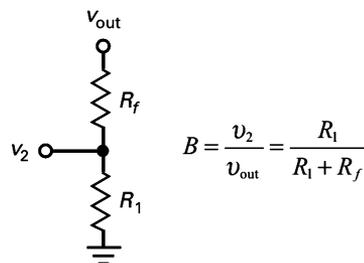


(17.5) Pourcentage d'erreur SVC :

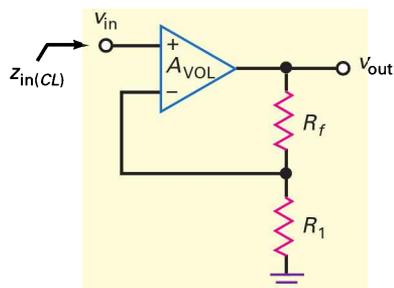


$$\% \text{erreur} = \frac{100 \%}{1 + A_{VOL} B}$$

(17.6) Taux de réaction SVCV :

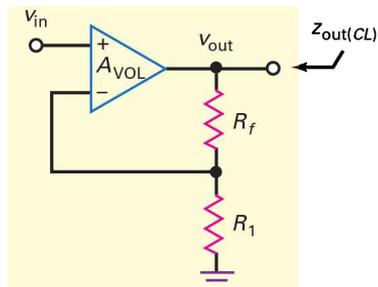


(17.9) Impédance d'entrée SVCV :



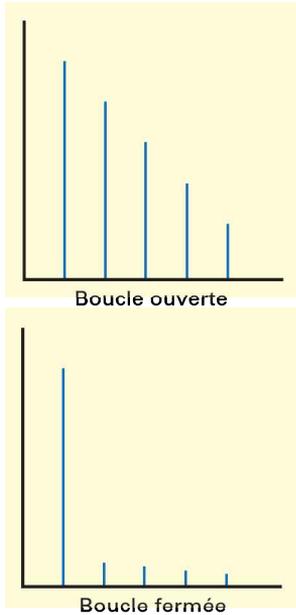
$$z_{in(CL)} \approx (1 + A_{VOL} B) R_{in}$$

(17.10) Impédance de sortie SVCV :



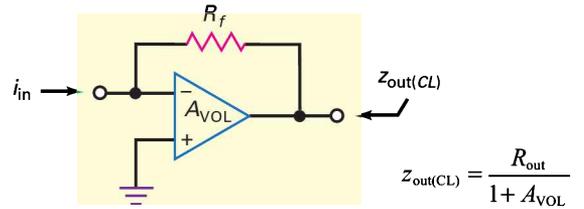
$$z_{out(CL)} = \frac{R_{out}}{1 + A_{VOL} B}$$

(17.12) Distorsion boucle fermée :

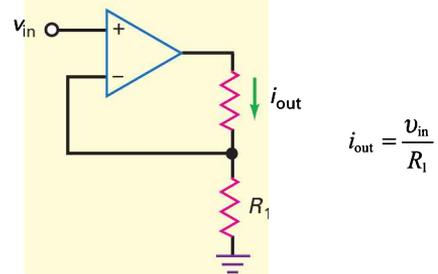


$$TDH_{CL} = \frac{TDH_{OL}}{1 + A_{VOL}B}$$

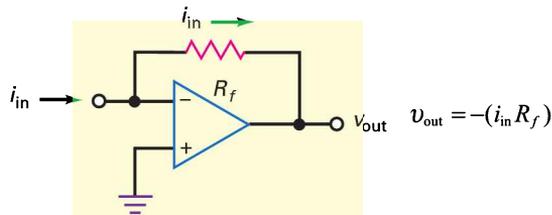
(17.16) Impédance de sortie SVCI :



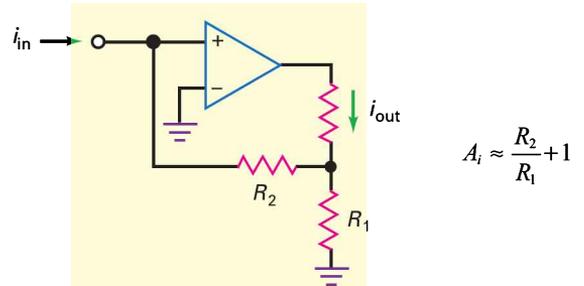
(17.19) Courant de sortie SICV :



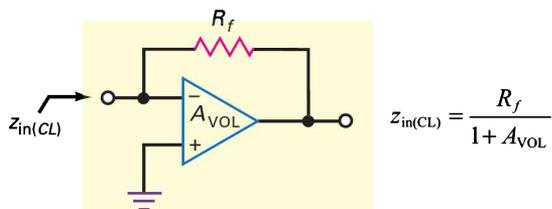
(17.14) Tension de sortie SVCI :



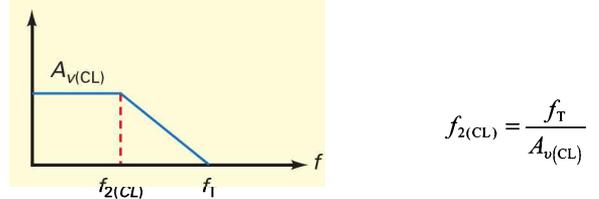
(17.23) Gain en courant SICI :



(17.15) Impédance d'entrée SVCI :



(17.27) Bande passante boucle fermée :



S'entraîner

Auto-évaluation

1. Avec une contre-réaction, le signal de contre-réaction :
 - a) aide le signal d'entrée
 - b) s'oppose au signal d'entrée
 - c) est proportionnel au courant de sortie
 - d) est proportionnel au gain en tension différentiel

2. Combien existe-t-il de types de contre-réactions ?
 - a) Un
 - b) Deux
 - c) Trois
 - d) Quatre
3. Un ampli SVCV tend vers l'idéal :
 - a) de l'amplificateur de tension
 - b) du convertisseur courant-tension
 - c) du convertisseur tension-courant
 - d) de l'amplificateur de courant

4. La tension entre les entrées d'un ampli op idéal est :
- a) zéro
 - b) très petite
 - c) très grande
 - d) égale à la tension d'entrée
5. Lorsque l'ampli op n'est pas saturé, la tension à l'entrée non inverseuse et la tension à l'entrée inverseuse sont :
- a) presque égales
 - b) très différentes
 - c) égales à la tension de sortie
 - d) égales à ± 15 V
6. Le taux de réaction B :
- a) est toujours inférieur à un
 - b) est généralement plus grand que un
 - c) peut être égal à un
 - d) ne peut pas être égal à un
7. Un ampli SVCI ne donne pas de tension de sortie. Une cause possible peut être :
- a) il n'y a pas de tension d'alimentation négative
 - b) la résistance de réaction est court-circuitée
 - c) il n'y a pas de tension de réaction
 - d) la résistance de charge est coupée
8. Dans un ampli SVCV, toute diminution du gain boucle ouverte donne une augmentation de :
- a) la tension de sortie
 - b) la tension d'erreur
 - c) la tension de réaction
 - d) la tension d'entrée
9. Le gain boucle ouverte est égal au :
- a) gain avec contre-réaction
 - b) gain différentiel de l'ampli op
 - c) gain quand le taux de réaction B vaut un
 - d) gain à la fréquence f_T
10. Le gain de boucle $A_{VOL} B$:
- a) est généralement beaucoup plus petit que un
 - b) est généralement beaucoup plus grand que un
 - c) peut ne pas être égal à un
 - d) est compris entre zéro et un
11. L'impédance d'entrée boucle fermée d'un ampli SVCI est :
- a) généralement plus grande que l'impédance d'entrée boucle ouverte
 - b) égale à l'impédance d'entrée boucle ouverte
 - c) parfois inférieure à l'impédance d'entrée boucle ouverte
 - d) idéalement nulle
12. Un ampli SVCI tend vers l'idéal :
- a) de l'amplificateur de tension
 - b) du convertisseur courant-tension
 - c) du convertisseur tension-courant
 - d) de l'amplificateur de courant
13. La contre-réaction diminue :
- a) le taux de réaction
 - b) la distorsion
 - c) la tension de décalage d'entrée
 - d) le gain boucle ouverte
14. Un suiveur de tension a un gain en tension :
- a) très inférieur à un
 - b) égal à un
 - c) plus grand que un
 - d) de valeur A_{VOL}
15. La tension entre les entrées d'un ampli op réel est :
- a) nulle
 - b) très petite
 - c) très grande
 - d) égale à la tension d'entrée
16. La transrésistance d'un ampli est le rapport de :
- a) son courant d'entrée sur sa tension d'entrée
 - b) sa tension d'entrée sur son courant de sortie
 - c) sa tension de sortie sur sa tension d'entrée
 - d) sa tension de sortie sur son courant d'entrée
17. Le courant ne peut aller à la masse par :
- a) une masse réelle
 - b) une masse AC
 - c) une masse virtuelle
 - d) une masse ordinaire
18. Dans un convertisseur courant-tension, le courant passe :
- a) par l'impédance d'entrée de l'ampli op
 - b) par la résistance de réaction
 - c) par la masse
 - d) par la résistance de charge
19. L'impédance d'entrée d'un convertisseur courant-tension est :
- a) petite
 - b) grande
 - c) idéalement nulle
 - d) idéalement infinie
20. La bande passante boucle ouverte est égale à :
- a) f_T
 - b) $f_{2(OL)}$
 - c) $f_T / A_{v(CL)}$
 - d) f_{max}
21. La bande passante boucle fermée est égale à :
- a) f_T
 - b) $f_{2(OL)}$
 - c) $f_T / A_{v(CL)}$
 - d) f_{max}
22. Dans un ampli op donné, qu'est-ce qui est constant ?
- a) $f_{2(OL)}$
 - b) La tension de réaction
 - c) $A_{v(CL)}$
 - d) $A_{v(CL)} f_{(CL)}$
23. La contre-réaction n'améliore pas :
- a) la stabilité du gain en tension
 - b) la distorsion de non-linéarité des étages suivants
 - c) la tension de décalage à la sortie
 - d) la bande passante de puissance
24. Un ampli SVCI est saturé. Le défaut possible peut être :
- a) il n'y a pas de tension d'alimentation
 - b) la résistance de réaction est coupée
 - c) il n'y a pas de tension d'entrée
 - d) la résistance de charge est coupée
25. Un ampli SVCV n'a pas de tension de sortie. Le défaut possible peut être :
- a) la résistance de charge est court-circuitée
 - b) la résistance de réaction est coupée
 - c) la tension d'entrée est excessive
 - d) la résistance de charge est coupée

26. Un ampli SICI est saturé. Le défaut possible peut être :
- a) la résistance de charge est court-circuitée
 - b) la résistance R_2 est coupée
 - c) il n'y a pas de tension d'entrée
 - d) la résistance de charge est coupée
27. Un ampli SVCI n'a pas de tension de sortie. Le défaut possible peut être :
- a) il n'y a pas de tension d'alimentation positive
 - b) la résistance de réaction est coupée
 - c) il n'y a pas de tension de réaction
 - d) la résistance de sortie est court-circuitée
28. L'impédance d'entrée boucle fermée d'un ampli SVCV est :
- a) généralement plus grande que l'impédance boucle ouverte
 - b) égale à l'impédance d'entrée boucle ouverte
 - c) parfois inférieure à l'impédance d'entrée boucle ouverte
 - d) idéalement nulle

Exercices

Dans les exercices qui suivent, référez-vous à l'encart *À retenir* 16.3 pour les paramètres nécessaires des amplis op.

17.2 Gain en tension d'un amplificateur SVCV

- 17.1 D'après la figure 17.15, calculez le taux de réaction, le gain en tension idéal boucle fermée, le pourcentage d'erreur et le gain en tension exact.

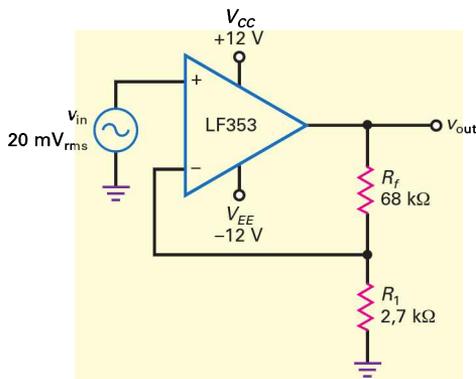


Figure 17.15

- 17.2 Si la résistance 68 kΩ sur la figure 17.15 est remplacée par une 39 kΩ, que devient le taux de réaction ? Le gain en tension boucle fermée ?
- 17.3 Sur la figure 17.15, la résistance 2,7 kΩ est remplacée par une résistance 4,7 kΩ. Quel est le taux de réaction ? le gain en tension boucle fermée ?
- 17.4 Si le LF353 de la figure 17.15 est remplacé par un LM301A, quel est le taux de réaction ? Le gain en tension boucle fermée idéal ? Le pourcentage d'erreur et le gain en tension exact ?

17.3 Autres propriétés des amplis SVCV

- 17.5 D'après la figure 17.16, l'ampli op présente $R_{in} = 3 \text{ M}\Omega$ et $R_{MC} = 500 \text{ M}\Omega$. Que vaut l'impédance d'entrée boucle fermée ? Utilisez pour l'ampli op un gain $A_{VOL} = 200\,000$.

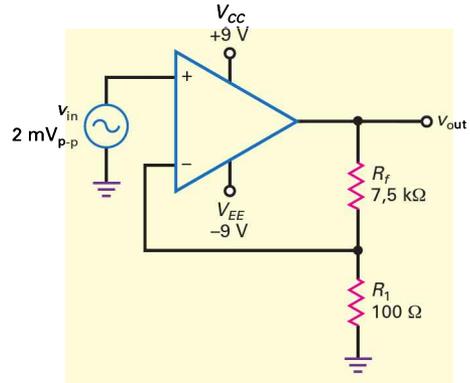


Figure 17.16

- 17.6 Quelle est l'impédance boucle fermée sur la figure 17.16 ? Utilisez pour l'ampli op un gain $A_{VOL} = 75\,000$ et $R_{out} = 50 \Omega$.
- 17.7 Supposez que l'ampli op de la figure 17.16 présente une distorsion harmonique boucle ouverte égale à 10 %. Que vaut la distorsion harmonique boucle fermée ?
- 17.4 L'amplificateur SVCI
- 17.8 **III Multisim** Sur la figure 17.17, la valeur de la fréquence est 1 kHz. Quelle est la tension de sortie ?

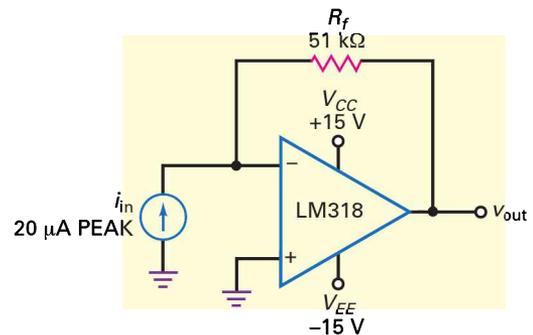


Figure 17.17

- 17.9 **III Multisim** Quelle est la tension de sortie sur la figure 17.17 si la valeur de la résistance de réaction passe de 51 kΩ à 33 kΩ ?
- 17.10 Sur la figure 17.17, le courant d'entrée devient 10,0 μA_eff. Quelle est la valeur crête à crête de la tension de sortie ?
- 17.5 L'amplificateur SICV
- 17.11 **III Multisim** Que vaut le courant de sortie sur la figure 17.18 ? La puissance sur la charge ?

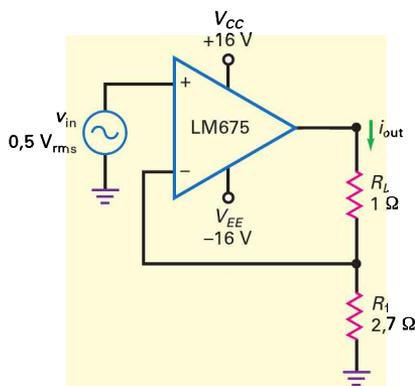


Figure 17.18

17.12 Si la résistance de charge passe de 1Ω à 3Ω sur la figure 17.18, que vaut le courant de sortie ? La puissance sur la charge ?

17.13 **Multisim** Si, sur la figure 17.18, la résistance $2,7 \Omega$ devient $4,7 \Omega$, que valent le courant de sortie et la puissance sur la charge ?

17.6 L'amplificateur SICI

17.14 **Multisim** Quel est le gain en courant sur la figure 17.19 ? La puissance sur la charge ?

17.15 **Multisim** Si la résistance de charge passe de 1Ω à 2Ω dans la figure 17.19, que valent le gain en courant et la puissance sur la charge ?

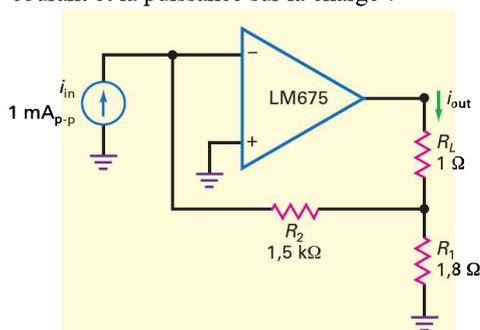


Figure 17.19

17.16 Sur la figure 17.19, si la résistance $1,8 \Omega$ devient $7,5 \Omega$, quelles sont les valeurs du gain en courant et de la puissance sur la charge ?

17.7 La bande passante

17.17 Un ampli SVCV utilise le CI LM324 avec $(1 + A_{VOL}B) = 1\,000$ et $f_{2(OL)} = 2 \text{ Hz}$. Quelle est la bande passante boucle fermée ?

17.18 Si un ampli SVCV utilise le CI LM833 avec $A_{VOL} = 316\,000$ et $f_{2(OL)} = 4,5 \text{ Hz}$, quelle est la bande passante boucle fermée pour $A_{v(CL)} = 75$?

17.19 Un ampli SVCI utilise le LM318 avec $A_{VOL} = 20\,000$ et $f_{2(OL)} = 750 \text{ Hz}$. Quelle est la bande passante boucle fermée ?

17.20 Un ampli SICI utilise le CI TL072 avec $f_{2(OL)} = 120 \text{ Hz}$. Si $(1 + A_{VOL}B) = 5\,000$, que vaut la bande passante boucle fermée ?

17.21 Un ampli SVCV utilise le CI LM741C avec $f_T = 1 \text{ MHz}$ et $S_R = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$. Si $A_{v(CL)} = 10$, que vaut la bande passante boucle fermée ? La plus grande valeur crête de la tension de sortie sans distorsion à la fréquence $f_{2(CL)}$?

Approfondissement

17.22 Sur la figure 17.20, un convertisseur courant-tension est utilisé pour la mesure d'un courant. Qu'indique le voltmètre quand le courant d'entrée est égal à $4 \mu\text{A}$?

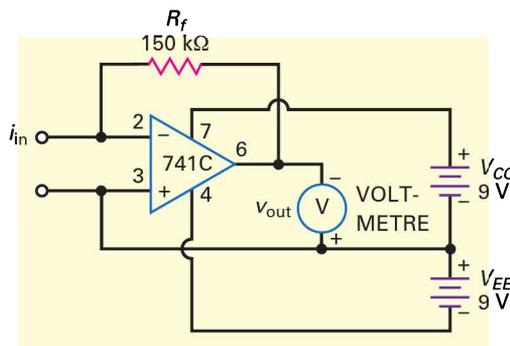


Figure 17.20

17.23 Que vaut la tension de sortie sur la figure 17.21 ?

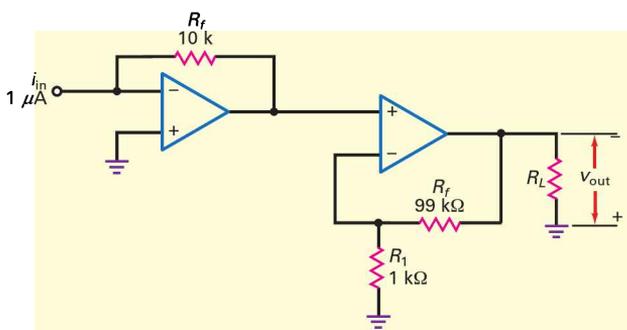


Figure 17.21

17.24 D'après la figure 17.22, quel est le gain en tension de l'ampli pour chaque position du commutateur ?

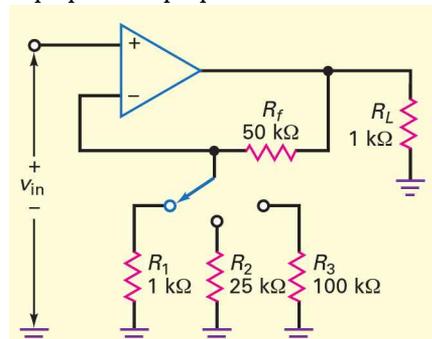


Figure 17.22

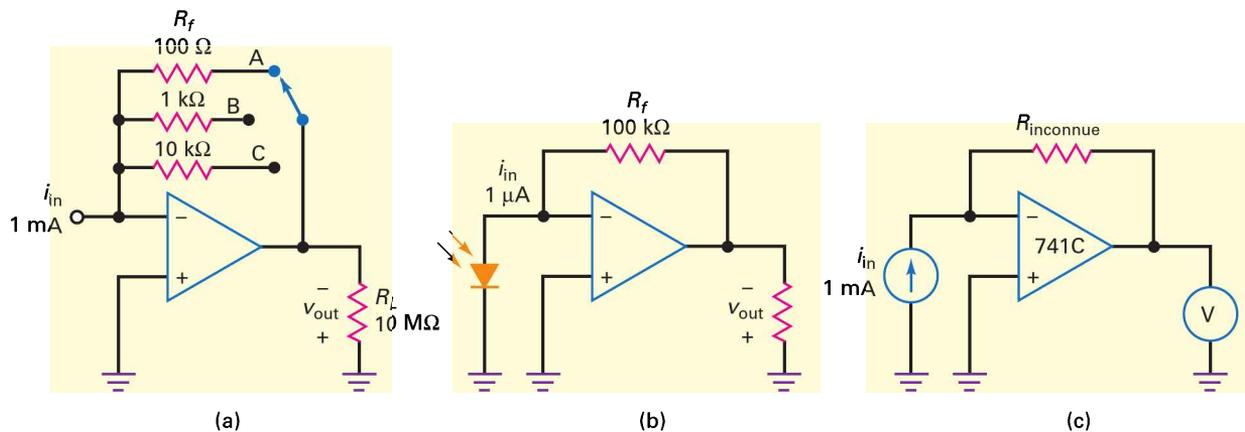


Figure 17.23

- 17.25 D'après la figure 17.22, quelle est la tension de sortie pour chaque position du commutateur si la tension d'entrée est égale à 10 mV ?
- 17.26 D'après la figure 17.22, on utilise un 741C avec $A_{VOL} = 100\ 000$, $R_{in} = 2\ M\Omega$ et $R_{out} = 75\ \Omega$. Que vaut l'impédance d'entrée boucle fermée pour chaque position du commutateur ?
- 17.27 D'après la figure 17.22, on utilise un 741C avec $A_{VOL} = 100\ 000$, $I_{in(pol)} = 80\ nA$, $I_{in(off)} = 20\ nA$, $V_{in(off)} = 1\ mV$ et $R_f = 100\ k\Omega$. Que vaut l'impédance d'entrée boucle fermée pour chaque position du commutateur ?
- 17.28 Pour chaque position du commutateur, que vaut la tension de sortie sur la figure 17.23a ?
- 17.29 La photodiode de la figure 17.23b donne un courant de $2\ \mu A$. Que vaut la tension de sortie ?
- 17.30 Si la résistance inconnue de la figure 17.23c a une valeur égale à $3,3\ k\Omega$, que vaut la tension de sortie ?
- 17.31 Si la tension de sortie sur la figure 17.23c vaut 2 V, quelle est la valeur de la résistance inconnue ?
- 17.32 La valeur de la résistance de réaction sur la figure 17.24 est contrôlée par les ondes sonores. Si elle varie sinusoidalement de $9\ k\Omega$ à $11\ k\Omega$, quelle est la tension de sortie ?

- 17.33 La température commande la résistance de réaction de la figure 17.24. Si celle-ci varie de $1\ k\Omega$ à $10\ k\Omega$, quelle est la gamme de la tension de sortie ?
- 17.34 La figure 17.25 représente un voltmètre continu utilisant un ampli op BIFET. On suppose que la tension de sortie a été annulée avec le circuit d'ajustage du zéro. Quelle est la valeur de la tension d'entrée qui donne une déviation pleine échelle pour chaque position du commutateur ?

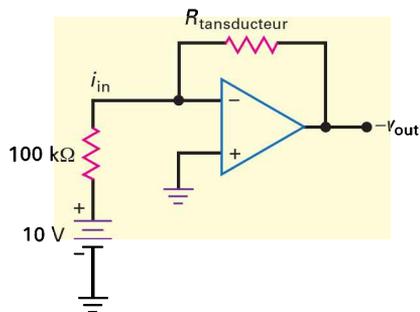


Figure 17.24

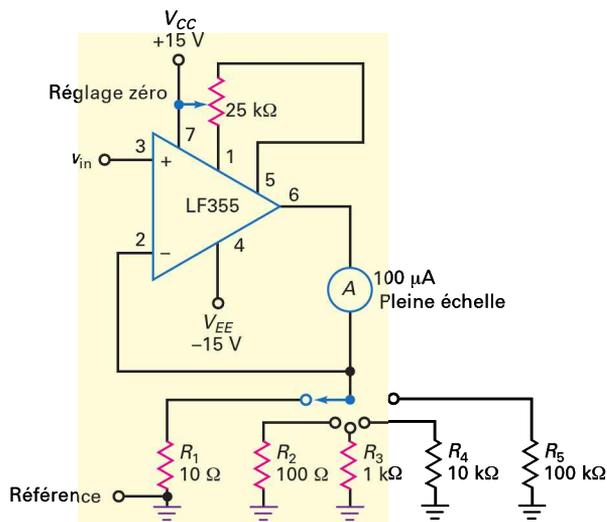


Figure 17.25

Grille de dépannage

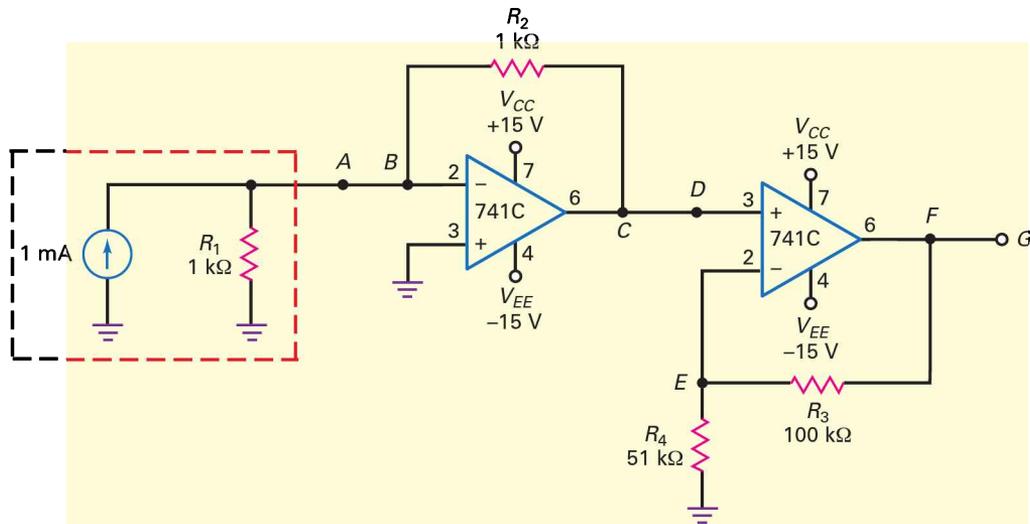
III Multisim

Utilisez la figure 17.26 pour les exercices 17-35 à 17-37. Chaque résistance R_2 à R_4 peut être court-circuitée ou ouverte. De même, les connexions AB, CD ou FG peuvent être coupées.

17.35 Trouvez d'où proviennent les pannes 1 à 3.

17.36 Trouvez d'où proviennent les pannes 4 à 6.

17.37 Trouvez d'où proviennent les pannes 7 à 9.



(a)

Dépannage

Panne	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F	V_G	R_4
OK	0	0	-1	-1	-1	-3	-3	OK
T1	0	0	-1	0	0	0	0	OK
T2	0	0	0	0	0	0	0	OK
T3	0	0	-1	-1	0	-13.5	-13.5	0
T4	0	0	-13.5	-13.5	-4.5	-13.5	-13.5	OK
T5	0	0	-1	-1	-1	-3	0	OK
T6	0	0	-1	-1	0	-13.5	-13.5	OK
T7	+1	0	0	0	0	0	0	OK
T8	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	OK
T9	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	∞

(b)

Figure 17.26

Questions de débogage avec Multisim ||| Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC17-38** à **MTC17-42** et correspondent au circuit de la figure 17.26.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 17.38** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC17-38**.
- 17.39** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC17-39**.
- 17.40** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC17-40**.
- 17.41** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC17-41**.
- 17.42** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC17-42**.

Questions d'un recruteur

- Dessinez le circuit équivalent d'une contre-réaction SVCV. Écrivez les expressions du gain en tension, de l'impédance d'entrée, de l'impédance de sortie et de la bande passante pour le montage boucle fermée.
- Dessinez le circuit équivalent d'une contre-réaction SVCI. Comment est-elle reliée à l'amplificateur inverseur ?
- Quelle est la différence entre la bande passante boucle fermée et la bande passante de puissance ?
- Quelles sont les quatre sortes de contre-réaction ? Décrivez brièvement ce que font les circuits.
- Quel est l'effet de la contre-réaction sur la bande passante d'un ampli ?
- Est-ce que la fréquence de coupure boucle fermée est plus haute ou plus basse que la fréquence de coupure boucle ouverte ?
- Pourquoi les montages doivent-ils utiliser la contre-réaction ?
- Quels sont les effets positifs de la contre-réaction sur un amplificateur ?
- Qu'est-ce que l'atténuation de réaction (auss appelée *facteur d'atténuation de la réaction*) ?

- Qu'est-ce que la contre-réaction, et pourquoi est-elle utilisée ?
- Pourquoi fournir de la contre-réaction à un étage amplificateur si, en faisant cela, on diminue le gain en tension global ?
- Quels types d'amplis sont le transistor bipolaire et le FET ?

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | |
|-------|--------|--------|--------|
| 1. b) | 8. b) | 15. b) | 22. d) |
| 2. d) | 9. b) | 16. d) | 23. d) |
| 3. a) | 10. b) | 17. c) | 24. b) |
| 4. a) | 11. d) | 18. b) | 25. a) |
| 5. a) | 12. b) | 19. c) | 26. b) |
| 6. c) | 13. b) | 20. b) | 27. d) |
| 7. b) | 14. b) | 21. c) | 28. a) |

Avez-vous compris ?

- 17.1** $B = 0,020$; $A_{v(\text{idéal})} = 50$; % erreur = 0,05 % ;
 $A_{v(\text{exact})} = 49,975$.
- 17.2** $z_{\text{in(CL)}} = 191 \text{ M}\Omega$.
- 17.3** $z_{\text{out(CL)}} = 0,015 \Omega$.
- 17.4** $\text{TDH}_{(\text{CL})} = 0,004 \%$.
- 17.5** $v_{\text{out}} = 2 V_{pp}$.
- 17.6** $z_{\text{in(CL)}} = 0,025 \Omega$; $z_{\text{out(CL)}} = 0,000375 \Omega$.
- 17.7** $i_{\text{out}} = 3 A_{\text{eff}}$; $P_L = 18 \text{ W}$.
- 17.8** $i_{\text{out}} = 2 A_{\text{eff}}$; $P_L = 4 \text{ W}$.
- 17.9** $f_{2(\text{CL})} = 100 \text{ kHz}$.
- 17.10** $f_{2(\text{CL})} = 8 \text{ kHz}$.
- 17.11** $f_{2(\text{CL})} = 10 \text{ Hz}$.
- 17.12** $f_{2(\text{CL})} = 125 \text{ kHz}$.
- 17.13** $f_{2(\text{CL})} = 10 \text{ kHz}$; $V_{p(\text{max})} = 7,96 \text{ Hz}$.

Les circuits linéaires à amplificateurs opérationnels

18

Objectifs

- Décrire plusieurs applications des amplificateurs inverseurs.
- Décrire plusieurs applications des amplificateurs non inverseurs.
- Calculer le gain en tension d'amplificateurs inverseurs et non inverseurs.
- Expliquer le fonctionnement et les propriétés des amplificateurs différentiels et des amplificateurs d'instrumentation.
- Calculer la tension de sortie d'un convertisseur numérique/analogique pondéré binaire et R/2R.
- Discuter des amplificateurs de courant et des régulateurs de courant commandés en tension.
- Dessiner un circuit montrant comment un ampli op peut fonctionner avec une seule alimentation.

Vocabulaire

Ajustement au laser	Changeur de signe	Contrôle automatique	Gain en tension
Amplificateur d'instrumentation	Charge flottante	de gain (CAG)	différentiel
Amplificateur de courant	Circuit à accord silencieux	Convertisseur à échelle R/2R	Moyenneur
Amplificateur différentiel	Circuit linéaire à ampli op	Convertisseur de signal numérique ou analogique (CNA)	Tension d'entrée différentielle
Amplificateur opérationnel	Circuit référence de tension	Entrée isolée	Thermistance
pôle à pôle	Commande de garde		Transducteur d'entrée
			Transducteur de sortie

En quelques mots

Le signal à la sortie d'un **circuit linéaire à ampli op** présente la même forme que le signal à l'entrée ; si l'entrée est sinusoïdale, la sortie l'est aussi. À aucun moment dans le fonctionnement, l'ampli op ne doit rentrer en saturation. Ce chapitre envisage une grande variété de circuits linéaires réalisés avec des amplis op : amplificateurs inverseurs, amplificateurs non inverseurs, amplificateurs différentiels, amplificateurs d'instrumentation, amplificateurs de courant, régulateurs de courant et circuits de contrôle automatique de gain.

18.1 Les amplificateurs inverseurs

Ce chapitre et les chapitres suivants sont consacrés à l'étude d'un grand nombre d'amplificateurs. Au lieu de fournir un récapitulatif général des propriétés de tous ces circuits, nous avons préféré faire figurer de petits résumés donnant les formules les plus importantes de chaque type d'ampli. Par ailleurs, selon les besoins, la résistance de réaction R_f pourra être notée R , R_2 , etc.

L'amplificateur inverseur est l'un des montages les plus fondamentaux. Nous avons étudié le prototype de ce montage dans les chapitres précédents. L'avantage de ce montage est que son gain en tension est égal au rapport entre la résistance de réaction et la résistance à l'entrée. Voyons maintenant quelques applications.

18.1.1 Sonde haute impédance

La figure 18.1 représente une sonde haute impédance utilisée avec les multimètres digitaux. À cause de la présence de la masse virtuelle du premier étage, cette sonde présente une impédance d'entrée égale à $100\text{ M}\Omega$ aux basses fréquences. Le premier étage est un ampli inverseur avec un gain en tension de 0,1. Le second étage est un ampli inverseur de gain en tension de 1 ou 10.

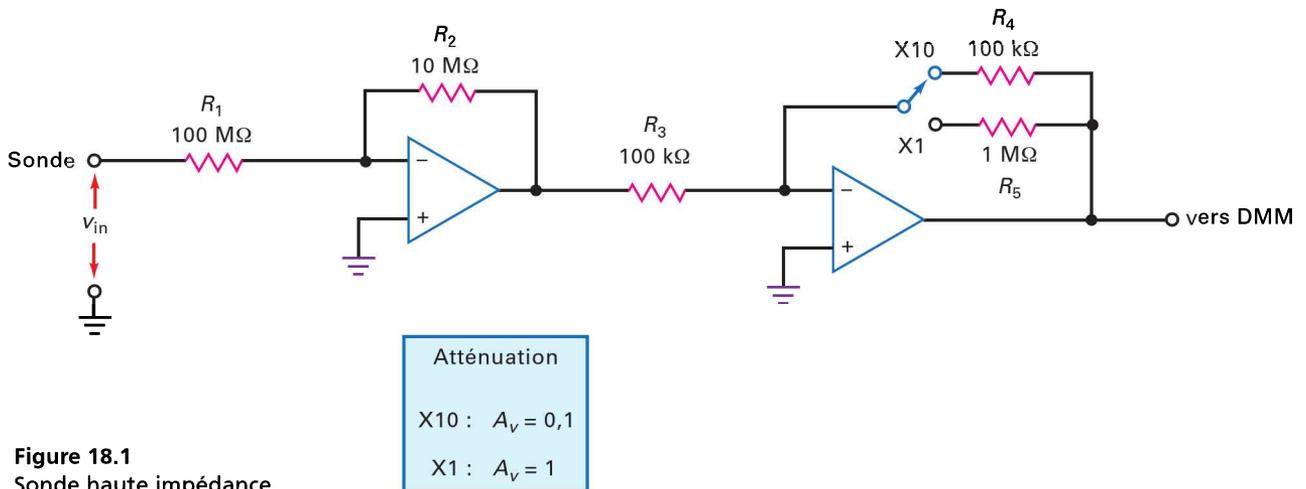


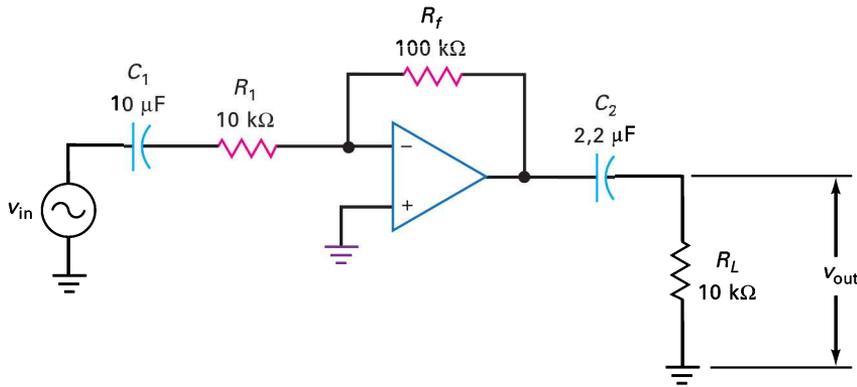
Figure 18.1
Sonde haute impédance.

Le circuit de la figure 18.1 nous donne une idée du principe de la sonde 10/1. Elle possède une très grande impédance d'entrée et un gain en tension global égal à 1 ou 0,1. Pour la position X10 du commutateur, le signal de sortie est atténué d'un facteur 10. Pour la position X1, il n'y a pas d'atténuation du signal de sortie. Nous pouvons améliorer ce circuit de base en ajoutant des composants pour augmenter la bande passante.

18.1.2 Amplificateur à liaisons AC

Dans certaines applications, nous n'avons pas besoin d'une réponse en fréquence qui s'étende jusqu'à la fréquence nulle, car l'entrée ne reçoit que des signaux AC. La figure 18.2 représente un ampli à liaisons AC et donne les relations associées. Le gain en tension est :

$$A_v = \frac{-R_f}{R_1}$$



$$A_v = \frac{-R_f}{R_1}$$

$$f_2 = \frac{f_{\text{unity}}}{R_f/R_1 + 1}$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi R_L C_2}$$

Figure 18.2
Ampli inverseur à liaisons AC.

Pour les valeurs données sur la figure 18.2, le gain en tension boucle fermée vaut :

$$A_v = \frac{-100 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = -10$$

Si f_T vaut 1 MHz, la bande passante est :

$$f_{2(\text{CL})} = \frac{1 \text{ MHz}}{10 + 1} = 90,9 \text{ kHz}$$

Le condensateur de liaison à l'entrée C_1 et la résistance d'entrée R_1 imposent une fréquence de coupure basse :

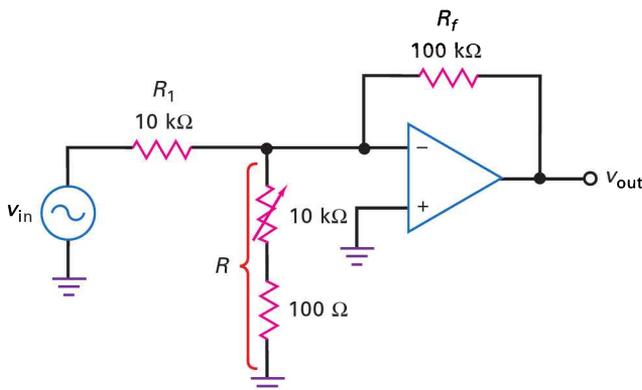
$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi(10 \text{ k}\Omega)(10 \mu\text{F})} = 1,59 \text{ Hz}$$

De même, le condensateur de liaison à la sortie C_2 et la résistance de charge R_L imposent une fréquence de coupure :

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi(10 \text{ k}\Omega)(2,2 \mu\text{F})} = 7,23 \text{ Hz}$$

18.1.3 Circuit à bande passante réglable

Parfois, nous voudrions changer la bande passante boucle fermée d'un ampli inverseur sans modifier le gain en tension boucle fermée. La figure 18.3 donne une solution ; quand la résistance R varie, la bande passante varie mais le gain reste constant.



$$A_v = \frac{-R_f}{R_1}$$

$$f_2 = B f_T$$

$$B = \frac{R_1 \parallel R}{R_1 \parallel R + R_f}$$

Figure 18.3
Circuit à bande passante réglable.

Avec les relations et les valeurs fournies par la figure 18.3, le gain boucle fermée vaut :

$$A_v = \frac{-100 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = -10$$

Le taux de réaction minimal est :

$$B_{\min} \approx \frac{10 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ }\Omega}{100 \text{ k}\Omega} \approx 0,001$$

Le taux de réaction maximal est :

$$B_{\max} \approx \frac{10 \text{ k}\Omega \parallel 10,1 \text{ }\Omega}{100 \text{ k}\Omega} \approx 0,05$$

Si f_T est égale à 1 MHz, les valeurs minimale et maximale de la bande passante sont :

$$f_{2(CL)\min} = (0,001)(1 \text{ MHz}) = 1 \text{ kHz}$$

$$f_{2(CL)\max} = (0,05)(1 \text{ MHz}) = 50 \text{ kHz}$$

En résumé, quand R varie de $100 \text{ }\Omega$ à $10 \text{ k}\Omega$, le gain en tension reste constant mais la bande passante évolue de 1 kHz à 50 kHz.

18.2 Les amplificateurs non inverseurs

L'amplificateur non inverseur est un autre montage fondamental de l'ampli op. Ses avantages sont un gain en tension stable, une forte impédance d'entrée et une faible impédance de sortie. Voici quelques-unes de ses applications.

18.2.1 Amplificateur à liaisons AC

La figure 18.4 donne les relations et le schéma d'un amplificateur non inverseur à liaisons AC. C_1 et C_2 sont les condensateurs de liaison et C_3 est le condensateur de découplage. L'utilisation de ce dernier présente l'avantage de réduire la tension de décalage à la sortie. En effet, dans la bande médiane de l'ampli, ce condensateur de découplage présente une impédance très faible, le bas de la résistance R_1 se retrouve à la masse et le taux de réaction vaut :

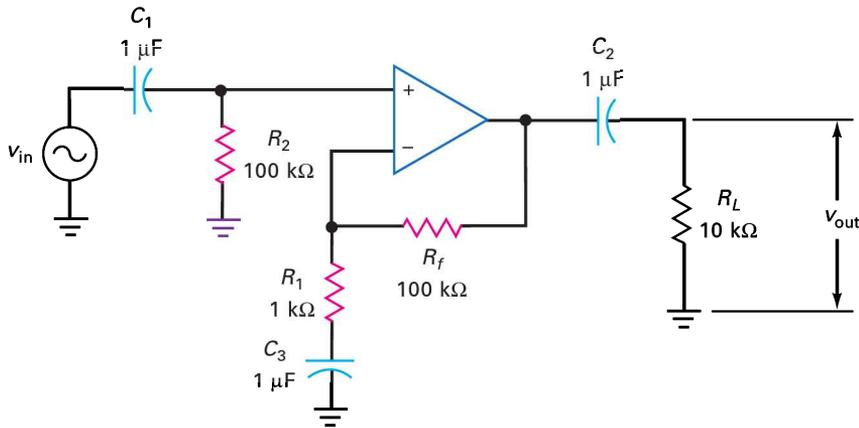
$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad (18.1)$$

Dans ce cas, le circuit amplifie la tension d'entrée comme nous l'avons vu précédemment.

Lorsque la fréquence est nulle, le condensateur C_3 est un circuit ouvert, et le taux de réaction monte à 1 car :

$$B = \frac{\infty}{\infty + 1} = 1$$

Cette relation est correcte si nous assimilons l'infini à une valeur extrêmement grande, ce qui est le cas de l'impédance d'un condensateur à la fréquence nulle. Avec un taux de réaction égal à un, le gain boucle fermée est égal à un. Ceci réduit la tension de décalage à la sortie au minimum.



$$A_v = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

$$f_2 = \frac{f_T}{A_v}$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi R_L C_2}$$

$$f_{c3} = \frac{1}{2\pi R_1 C_3}$$

Figure 18.4
Ampli non inverseur
à liaisons AC.

Selon les valeurs de la figure 18.4, le gain en tension en bande intermédiaire vaut :

$$A_v = \frac{100 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} + 1 = 101$$

Si $f_T = 15 \text{ MHz}$, la bande passante est égale à :

$$f_{2(\text{CL})} = \frac{15 \text{ MHz}}{101} = 149 \text{ kHz}$$

Le condensateur de liaison à l'entrée C_1 donne une fréquence de coupure :

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi(100 \text{ k}\Omega)(1 \mu\text{F})} = 1,59 \text{ Hz}$$

De même, le condensateur de liaison à la sortie C_2 et la résistance de charge R_L produisent une fréquence de coupure :

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi(10 \text{ k}\Omega)(1 \mu\text{F})} = 15,9 \text{ Hz}$$

Le condensateur de découplage C_3 impose une fréquence de coupure :

$$f_{c3} = \frac{1}{2\pi(1 \text{ k}\Omega)(1 \mu\text{F})} = 159 \text{ Hz}$$

18.2.2 Amplificateur de distribution audio

La figure 18.5 illustre un ampli AC non inverseur alimentant trois suiveurs de tension. C'est une méthode pour distribuer un signal audio à plusieurs sorties différentes. Le gain en tension boucle fermée et la bande passante du premier étage sont donnés par les relations classiques (figure 18.5) et, pour les valeurs fournies, il vaut 40. Si f_T vaut 1 MHz, la bande passante boucle fermée est égale à 25 kHz.

Accessoirement, l'ampli LM348 est bien adapté au montage de la figure 18.5, car c'est un quadruple 741 (quatre amplis op 741 dans le même boîtier à 14 broches). L'un des amplis op est le premier étage et les autres sont les suiveurs de tension.

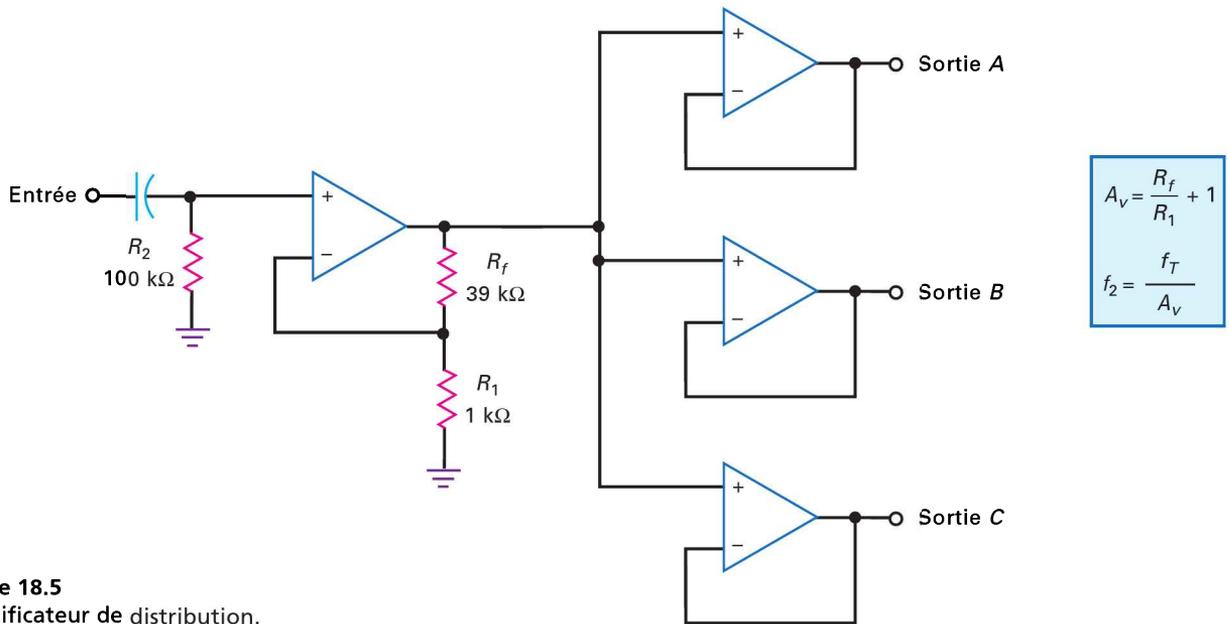


Figure 18.5
Amplificateur de distribution.

18.2.3 Amplification de tension commutable par JFET

Certaines applications nécessitent un gain en tension boucle fermée variable. La figure 18.6 représente un ampli non inverseur dont le gain est commandé par un JFET jouant le rôle d'interrupteur. La tension d'entrée du JFET est à deux niveaux : soit zéro, soit $V_{GS(off)}$. Lorsque la tension de commande est au niveau bas, elle est égale à $V_{GS(off)}$ et le JFET est bloqué. Dans ce cas, la résistance R_2 n'est plus à la masse et le gain est donné par la relation classique de l'ampli op non inverseur (relation du haut dans la figure 18.6).

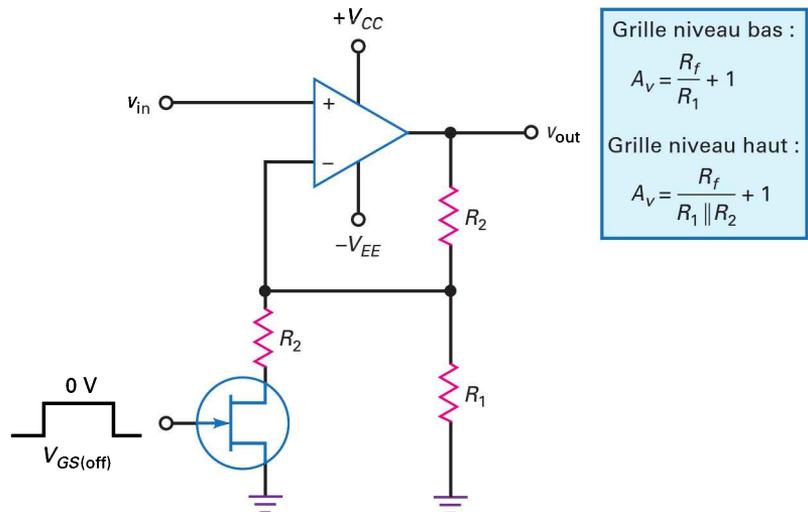


Figure 18.6
Le commutateur à JFET
commande le gain en tension.

Quand la tension de commande est au niveau haut, elle vaut zéro ; le commutateur à JFET est fermé. Il met la résistance R_2 en parallèle avec la résistance R_1 ; le gain en tension boucle fermée devient :

$$A_v = \frac{R_f}{R_1 \parallel R_2} + 1 \quad (18.2)$$

Dans la plupart des réalisations, la résistance R_2 est beaucoup plus grande que $r_{ds(on)}$ pour diminuer la contribution de cette dernière dans le gain en tension boucle fermée. Parfois, il existe plusieurs résistances et commutateurs JFET en parallèle avec la résistance R_1 pour donner une sélection de gains en tension différents.

Question 18.1

L'une des applications du circuit représenté par la figure 18.6 est l'**accord silencieux**. Il est utilisé dans les récepteurs de télécommunications pour éviter la fatigue de l'opérateur en donnant un gain en tension faible quand il n'y a pas de signal reçu. De cette manière, l'utilisateur n'entend pas les parasites quand il n'y a pas de signal de communication. Quand il y en a un, le gain bascule sur la valeur haute.

Si $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_f = 100 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ dans la figure 18.6, quelle est la valeur du gain en tension lorsque le JFET est passant ? Que devient cette valeur lorsque le JFET est bloqué ? Expliquez comment le montage peut être une partie d'un circuit à accord silencieux.

Réponse Avec les équations données par la figure 18.6, le gain en tension maximal est :

$$A_v = \frac{100 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega} + 1 = 102$$

Le gain en tension minimal est :

$$A_v = \frac{100 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} + 1 = 2$$

Lorsque le signal de la liaison est reçu, nous utilisons un détecteur de crête et d'autres circuits pour produire une tension grille au niveau haut pour le JFET de la figure 18.6. Cela impose le gain maximal tant que le signal est présent. Par contre, sans signal à la réception, la sortie du détecteur de crête est au niveau bas et le JFET est bloqué, il donne un gain en tension minimal.

18.2.4 Référence de tension

Le MC1403 est un CI spécial appelé **circuit référence de tension**, il fournit une tension de sortie extrêmement précise et stable. Pour toute alimentation de tension positive comprise entre 4,5 V et 40 V, sa tension de sortie est égale à 2,5 V avec une tolérance de $\pm 1 \%$. Le coefficient de température vaut 10 ppm/°C ; l'abréviation *ppm* veut dire « partie par million » (1 ppm est équivalent à 0,0001 %). Donc 10 ppm/°C donnent une variation de seulement 2,5 mV pour une variation de la température égale à 100°C ($10 \times 0,0001 \% \times 100 \times 2,5 \text{ V}$). La tension de sortie est ultra-stable, elle vaut 2,5 V sur une très grande gamme de température.

Le seul problème est que 2,5 V est une tension de référence beaucoup trop basse pour beaucoup d'applications. Si vous désirez une tension de référence de 10 V, une solution consiste à utiliser le MC1403 associé à un amplificateur non inverseur (figure 18.7). Pour les valeurs du montage, le gain en tension vaut :

$$A_v = \frac{30 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} + 1 = 4$$

et la tension de sortie est :

$$I_{\text{out}}^* = 4(2,5 \text{ V}) = 10 \text{ V}$$

La valeur quatre du gain en tension boucle fermée de l'ampli non inverseur permet d'obtenir une tension de sortie stable à 10 V.

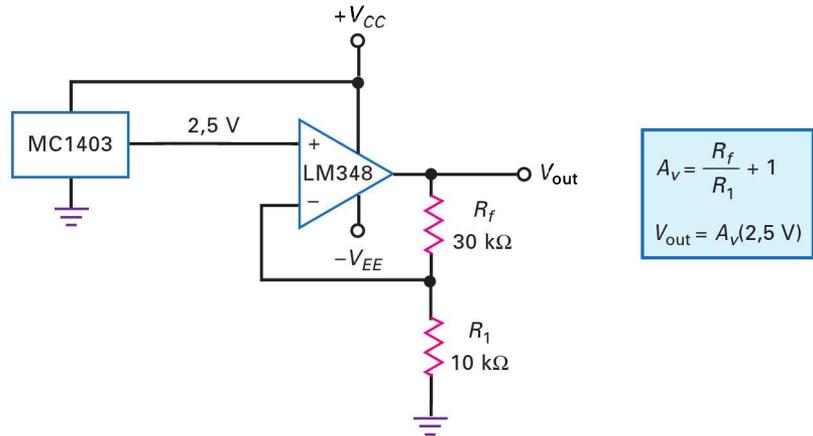


Figure 18.7
Circuit référence de tension.

18.3 Les circuits inverseur / non inverseur

Dans cette partie, nous allons envisager les circuits dans lesquels le signal d'entrée est appliqué simultanément sur les deux entrées de l'ampli op. Dans ce cas, nous obtenons au même moment une amplification inverseuse et une amplification non inverseuse. Cela donne des résultats intéressants car la sortie est la superposition des deux signaux amplifiés.

Le gain total avec un signal sur les deux entrées de l'ampli op est égal au gain de la boucle inverseuse plus le gain de la boucle non inverseuse :

$$A_v = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{non})} \quad (18.3)$$

Nous utiliserons cette relation dans l'étude des circuits de cette partie.

18.3.1 Circuit inverseur/non inverseur commutable

La figure 18.8 illustre un ampli op qui fonctionne soit en inverseur, soit en non inverseur. Avec le commutateur sur la position basse, l'entrée non inverseuse est à la masse et le circuit est un ampli inverseur. Or, la résistance à l'entrée et la résistance de réaction étant égales, le gain en tension boucle fermée vaut :

$$A_v = \frac{-R}{R} = -1$$

Quand le commutateur est mis en position haute, le signal d'entrée se retrouve sur les deux entrées simultanément. Le gain en tension de la boucle inverseuse est :

$$A_{v(\text{inv})} = -1$$

Le gain en tension de la boucle non inverseuse est :

$$A_{v(\text{non})} = \frac{R}{R} + 1 = 2$$

Le gain en tension total est la somme algébrique des deux gains en tension précédents :

$$A_v = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{non})} = -1 + 2 = 1$$

Le circuit est un montage inverseur/non inverseur commutable. Il possède un gain soit -1 soit 1 , en fonction de la position du commutateur. Autrement dit, le circuit produit une tension de sortie de même amplitude que la tension d'entrée, avec un déphasage qui peut être basculé entre 0° et -180° . Par exemple, si $v_{\text{in}} = +5 \text{ V}$, v_{out} sera $+5 \text{ V}$ ou -5 V selon la position du commutateur.

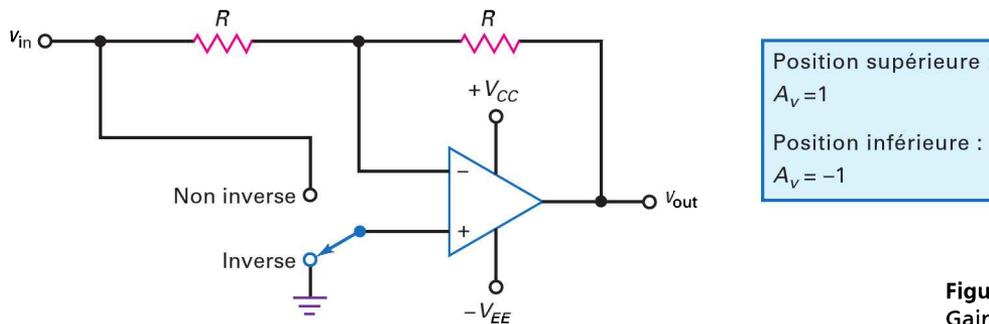


Figure 18.8
Gain en tension réversible.

18.3.2 Circuit inverseur/non inverseur commutable par JFET

Le circuit représenté sur la figure 18.9 est une variante de celui de la figure 18.8. Le JFET se comporte comme une résistance r_{ds} commandée en tension. Il est équivalent à une résistance soit très grande soit très faible selon la tension de la grille.

Pour une tension grille au niveau bas, donc égale à $V_{\text{GS(off)}}$, le JFET est bloqué et le signal d'entrée est appliqué sur les deux entrées simultanément. Dans ce cas :

$$A_{v(\text{non})} = 2$$

$$A_{v(\text{inv})} = -1$$

et

$$A_v = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{non})} = 1$$

Le circuit se comporte comme un amplificateur non inverseur de gain boucle fermée égal à 1.

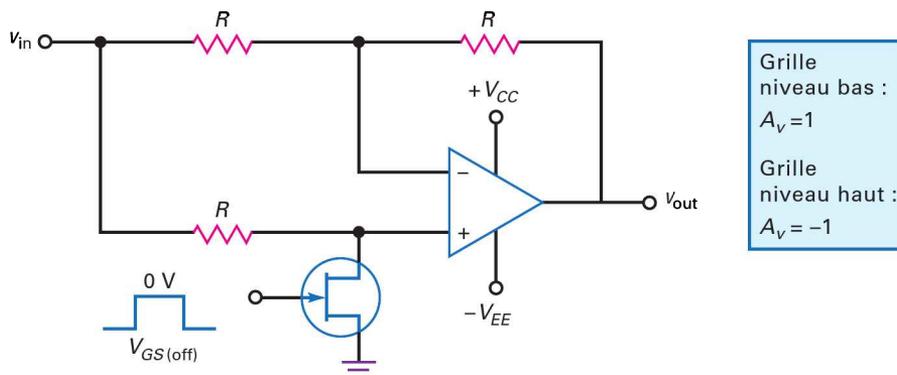


Figure 18.9
Gain en tension réversible commandé par JFET.

Pour une tension grille au niveau haut, égale à 0 V, le JFET présente une résistance très faible et l'entrée non inverseuse est approximativement à la masse. Dans ce cas, le circuit se comporte comme un ampli inverseur avec un gain en tension boucle fermée égal à -1 . Pour un fonctionnement correct, la résistance R doit être au moins 100 fois plus grande que la résistance r_{ds} du JFET.

En résumé, le circuit possède un gain en tension qui est soit 1 soit -1 suivant que la tension grille du JFET est au niveau bas ou au niveau haut.

18.3.3 Inverseur à gain réglable

D'après la figure 18.10, lorsque la résistance variable vaut zéro, l'entrée non inverseuse est à la masse et le montage devient un ampli inverseur de gain $-R_2/R_1$. Quand la résistance variable augmente et atteint la valeur R_2 , il y a la même tension sur les deux entrées (entrées mode commun) et la réjection mode commun impose une tension de sortie presque nulle. Par conséquent, le circuit de la figure 18.10 possède un gain en tension qui varie continûment de la valeur $-R_2/R_1$ à zéro.

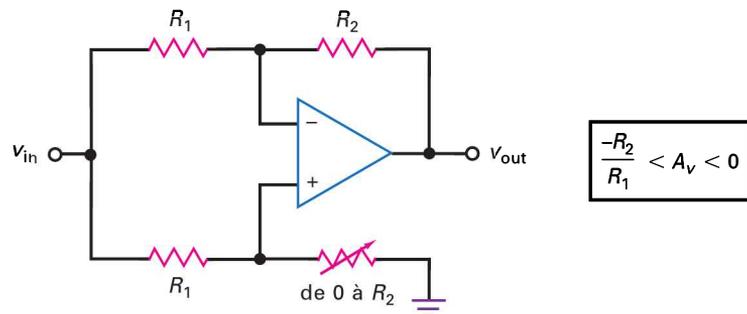


Figure 18.10
Inverseur à gain réglable.

Question 18.2

Pour modifier l'amplitude d'un signal déphasé, nous pouvons utiliser un circuit tel que celui représenté sur la figure 18.10. Dans le cas où $R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 91 \text{ k}\Omega$, quelles sont les valeurs maximale et minimale du gain en tension ?

Réponse Avec les relations de la figure 18.10, le gain en tension maximal est :

$$A_v = \frac{-91 \text{ k}\Omega}{1,2 \text{ k}\Omega} = -75,8$$

Le gain minimal vaut zéro.

18.2 Avez-vous compris ? En reprenant la question 18.2, quelle devrait être la valeur de R_2 pour avoir un gain maximum de -50 ?

18.3.4 Changeur de signe

Le montage de la figure 18.11 est un **changeur de signe**, c'est un circuit assez inhabituel car son gain peut varier entre -1 et $+1$. Voici le principe de son fonctionnement : quand le curseur est complètement à droite, la sortie non inverseuse est à la masse et le gain en tension est :

$$A_v = -1$$

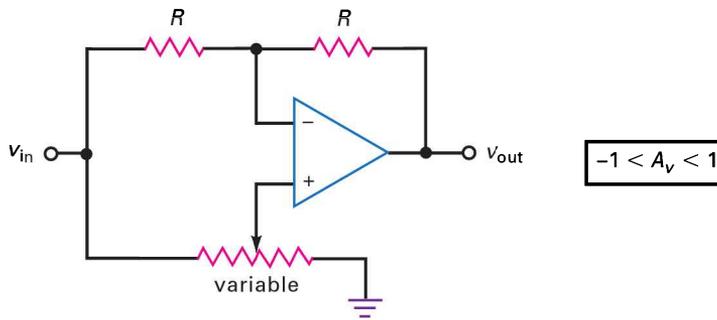


Figure 18.11
Gain ajustable et réversible
de -1 à $+1$.

Quand le curseur est complètement à gauche, le signal d'entrée se trouve sur l'entrée inverseuse et sur l'entrée non inverseuse. Dans ce cas, le gain en tension total est la somme des gains en tension inverseur et non inverseur :

$$A_{v(\text{non})} = 2$$

$$A_{v(\text{inv})} = -1$$

$$A_v = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{non})} = 1$$

En conclusion, lorsque le curseur passe de droite à gauche, le gain en tension varie entre -1 et $+1$. Au point de croisement (le curseur au milieu), un signal mode commun commande l'ampli op et la tension de sortie est théoriquement nulle.

18.3.5 Gain ajustable et inversible

La figure 18.12 illustre un autre circuit peu courant qui permet d'ajuster le gain en tension entre les valeurs $-n$ et $+n$. Le principe de fonctionnement est semblable à celui du changeur de signe. Lorsque le curseur est complètement à droite, l'entrée non inverseuse est à la masse et le circuit devient un ampli inverseur avec un gain boucle fermée :

$$A_v = \frac{-nR}{R} = -n$$

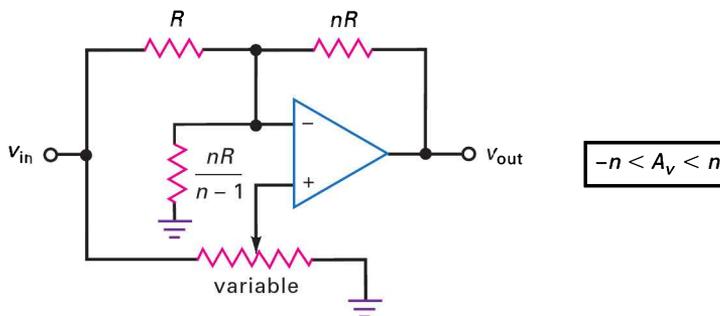


Figure 18.12
Gain ajustable et réversible
de $-n$ à $+n$.

Lorsque le curseur est complètement à gauche, on a :

$$A_{v(\text{inv})} = -n$$

$$A_{v(\text{non})} = 2n$$

$$A_v = A_{v(\text{non})} + A_{v(\text{inv})} = n$$

Ces résultats sont obtenus par l'application du théorème de Thévenin et la simplification des relations.

Les montages des figures 18.11 et 18.12 sont peu courants car ils n'ont pas d'équivalents en circuits discrets. Ils sont un bon exemple de cas difficiles à implémenter en circuits discrets mais faciles à réaliser avec des amplis op.

Question 18.3

Si, dans la figure 18.12, $R = 1,5 \text{ k}\Omega$ et $nR = 7,5 \text{ k}\Omega$, quel est le gain en tension positif maximal ? Quelle est la valeur de l'autre résistance fixe ?

Réponse La valeur de n est :

$$n = \frac{7,5 \text{ k}\Omega}{1,5 \text{ k}\Omega} = 5$$

La valeur du gain en tension positif maximal est 5. L'autre résistance fixe a comme valeur :

$$\frac{nR}{n-1} = \frac{5(1,5 \text{ k}\Omega)}{5-1} = 1,875 \text{ k}\Omega$$

Avec un tel circuit, il faut utiliser des résistances de précision pour obtenir une valeur non standardisée telle que $1,875 \text{ k}\Omega$.

18.3 Avez-vous compris ? Avec la figure 18.12, si $R = 1 \text{ k}\Omega$, quel est le gain en tension positif maximal et quelle est la valeur de l'autre résistance fixe ?

18.3.6 Déphaseur

La figure 18.13 représente un montage qui théoriquement donne un déphasage variable de 0° à -180° . La boucle non inverseuse est un circuit RC de retard et la boucle inverseuse contient deux résistances R' égales. Le gain en tension de la boucle non inverseuse est toujours égal à un, mais le gain de la boucle inverseuse dépend de la fréquence de coupure du circuit RC.

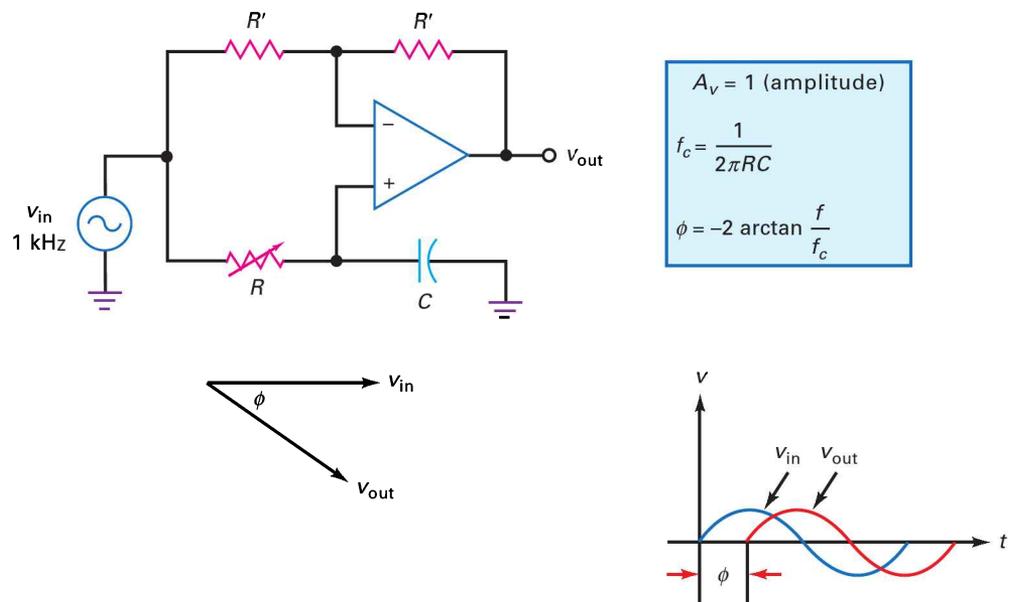


Figure 18.13
Déphaseur.

Si la fréquence du signal d'entrée est nettement plus faible que la fréquence de coupure ($f \ll f_c$), le condensateur est un circuit ouvert et :

$$A_{v(\text{non})} = 2$$

$$A_{v(\text{inv})} = -1$$

$$A_v = A_{v(\text{non})} + A_{v(\text{inv})} = 1$$

La tension à la sortie possède la même amplitude que la tension à l'entrée et le déphasage est nul pour les fréquences bien inférieures à la fréquence de coupure.

Si la fréquence du signal d'entrée est nettement plus grande que la fréquence de coupure ($f \gg f_c$), la boucle non inverseuse présente un gain en tension nul. Le gain global est égal au gain de la boucle inverseuse, il vaut -1 , donc il est équivalent à un déphasage de -180° .

Pour obtenir un déphasage entre ces deux valeurs extrêmes, il faut calculer la fréquence de coupure en utilisant la relation donnée sur la figure 18.13. Soit $C = 0,022 \mu\text{F}$ et une résistance variable égale à $1 \text{ k}\Omega$, la fréquence de coupure vaut :

$$f_c = \frac{1}{2\pi(1 \text{ k}\Omega)(0,022 \mu\text{F})} = 7,23 \text{ kHz}$$

Avec une fréquence de la source égale à 1 kHz , le déphasage vaut :

$$\phi = -2 \arctan \frac{1 \text{ kHz}}{7,23 \text{ kHz}} = -15,7^\circ$$

Si la résistance variable passe à $10 \text{ k}\Omega$, la fréquence de coupure diminue jusqu'à 723 Hz et le déphasage devient :

$$\phi = -2 \arctan \frac{1 \text{ kHz}}{723 \text{ kHz}} = -108^\circ$$

Si la résistance variable atteint $100 \text{ k}\Omega$, la fréquence de coupure se trouve à $72,3 \text{ Hz}$ et le déphasage vaut :

$$\phi = -2 \arctan \frac{1 \text{ kHz}}{72,3 \text{ kHz}} = -172^\circ$$

En conclusion, le déphaseur donne une tension de sortie de même amplitude que la tension d'entrée mais avec un déphasage par rapport à la tension d'entrée qui peut varier entre 0° et -180° .

18.4 Les amplificateurs différentiels

Ce paragraphe explique comment réaliser un **amplificateur différentiel** à l'aide d'amplis op. Une des caractéristiques les plus importantes de ce montage est son taux de réjection mode commun (CMRR) car le signal d'entrée habituel est une petite tension différentielle associée à une grande tension mode commun.

18.4.1 Ampli différentiel simplifié

La figure 18.14 représente un ampli op monté en amplificateur différentiel. La résistance R'_1 possède la même valeur nominale que R_1 , mais elle est légèrement différente à cause des tolérances. Pour une valeur nominale égale à $1 \text{ k}\Omega \pm 1\%$, R_1 peut valoir 1010Ω et R'_1 être égale à 990Ω et vice versa. De même, les résistances R_2 et R'_2 ont la même valeur nominale mais sont très légèrement différentes.

Bon à Savoir

Un flux de données à haut débit est réalisé avec l'USB 3.0 (*Universal Serial Bus 3.0*) en utilisant des signaux complémentaires sur des paires de fils, appelés paires différentielles. Ces signaux alimentent des amplificateurs différentiels qui rejettent l'interférence de bruit en mode commun et fournissent la sortie voulue.

D'après la figure 18.14, la tension d'entrée utile v_{in} est la **tension d'entrée différentielle**, à distinguer de la tension d'entrée mode commun $v_{in(MC)}$. Un circuit comme celui de la figure 18.14 amplifie la tension différentielle d'entrée v_{in} pour donner une tension de sortie v_{out} . L'utilisation du théorème de superposition donne :

$$v_{out} = A_v v_{in}$$

où :

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \quad (18.4)$$

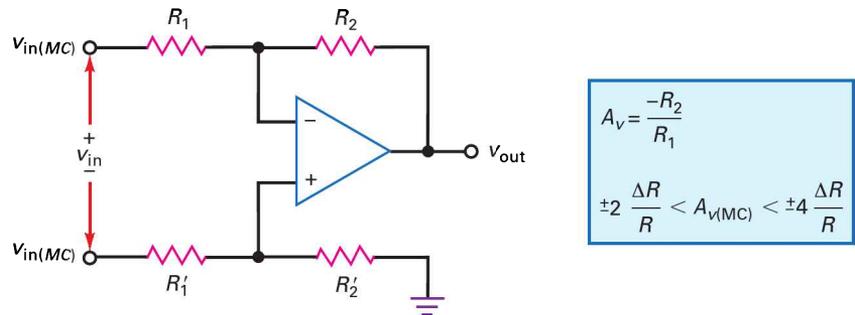


Figure 18.14
Amplificateur différentiel.

Ce gain s'appelle le **gain en tension différentiel**, à ne pas confondre avec le gain en tension mode commun $A_{v(MC)}$. L'utilisation de résistances de précision permet d'obtenir des amplificateurs avec un gain très précis.

On utilise souvent l'amplificateur différentiel dans les applications où la tension différentielle d'entrée est une faible tension continue (millivolts) et le signal mode commun une grande tension continue (volts). Il en découle que le CMRR est un paramètre critique. Par exemple, si la tension différentielle d'entrée vaut 7,5 mV et si le signal mode commun est égal à 7,5 V, la tension différentielle est 60 dB inférieure au signal mode commun. À moins que le circuit possède un très grand CMRR, la tension de sortie mode commun est désagréablement grande.

18.4.2 CMRR de l'ampli op

D'après la figure 18.14, deux grandeurs déterminent le taux de réjection global du montage. La première est le taux de réjection mode commun de l'ampli op lui-même. Pour le 741C, le CMRR minimal est 70 dB aux basses fréquences. Si le signal différentiel est 60 dB au-dessous du signal mode commun, le signal différentiel de sortie est supérieur de seulement 10 dB au signal de sortie mode commun. Cela signifie que le signal utile n'est que 3,16 fois plus grand que le signal parasite. Donc le 741C tel quel est inutilisable dans ce type d'application.

La solution consiste à utiliser un ampli op de précision tel que le OP-07A qui possède un CMRR minimal de 110 dB, ce qui améliore sensiblement la situation. Avec le signal différentiel 60 dB au-dessous du signal mode commun à l'entrée, le signal différentiel est 50 dB au-dessus du signal mode commun à la sortie. Ce serait parfait si le CMRR de l'ampli op était la seule source d'erreur.

18.4.3 CMRR des résistances extérieures

Sur la figure 18.14, la seconde source d'erreur mode commun est la tolérance des résistances. Si elles sont parfaitement adaptées :

$$R_1 = R'_1$$

$$R_2 = R'_2$$

Dans ce cas, la tension d'entrée mode commun (figure 18.14) ne donne pas de tension à la sortie.

Par contre, si les résistances présentent une tolérance de $\pm 1\%$, la tension d'entrée mode commun donne une tension mode commun à la sortie à cause de la tension différentielle d'entrée produite par la dissymétrie des résistances.

Selon l'étude faite au paragraphe 18.3, le gain en tension global pour un même signal appliqué aux deux entrées est :

$$A_{v(\text{MC})} = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{non})} \quad (18.5)$$

D'après la figure 18.14, le gain en tension inverseur est :

$$A_{v(\text{inv})} = \frac{-R_2}{R_1} \quad (18.6)$$

et le gain en tension non inverseur est :

$$A_{v(\text{non})} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \left(\frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} \right) \quad (18.7)$$

où le second facteur est la décroissance du signal de l'entrée non inverseuse provoquée par le diviseur de tension situé dans la boucle non inverseuse.

Avec les relations (18.5) à (18.7), nous obtenons les relations utiles :

$$A_{v(\text{MC})} = \pm 2 \frac{\Delta R}{R} \quad \text{pour } R_1 = R_2 \quad (18.8)$$

$$A_{v(\text{MC})} = \pm 4 \frac{\Delta R}{R} \quad \text{pour } R_1 \ll R_2 \quad (18.9)$$

ou

$$\pm 2 \frac{\Delta R}{R} < A_{v(\text{MC})} < \pm 4 \frac{\Delta R}{R} \quad (18.10)$$

Dans ces relations, $\Delta R/R$ est la tolérance des résistances convertie en valeur décimale.

Par exemple, pour des résistances ayant une tolérance de $\pm 1\%$, la relation (18.8) donne :

$$A_{v(\text{MC})} = \pm 2(1\%) = \pm 2(0,01) = \pm 0,02$$

La relation (18.9) donne :

$$A_{v(\text{MC})} = \pm 4(1\%) = \pm 4(0,01) = \pm 0,04$$

L'inégalité (18.10) devient :

$$\pm 0,02 < A_{v(\text{MC})} < \pm 0,04$$

Cela signifie que le gain en tension mode commun est situé entre $\pm 0,02$ et $\pm 0,04$.

Si cela est nécessaire, nous pouvons calculer la valeur exacte de $A_{v(\text{MC})}$ avec les relations (18.5) à (18.7).

18.4.4 Calcul du taux de réjection mode commun

Voici un exemple de calcul du CMRR : dans un circuit semblable à celui de la figure 18.14, on utilise couramment des résistances avec une tolérance de $\pm 0,1\%$. Quand $R_1 = R_2$, la relation (18.4) donne un gain différentiel :

$$A_v = -1$$

et la relation (18.8) donne un gain mode commun :

$$A_{v(\text{MC})} = \pm 2(0,1\%) = \pm 2(0,001) = \pm 0,002$$

Le CMRR possède une amplitude :

$$\text{CMRR} = \frac{|A_v|}{|A_{v(\text{MC})}|} = \frac{1}{0,002} = 500$$

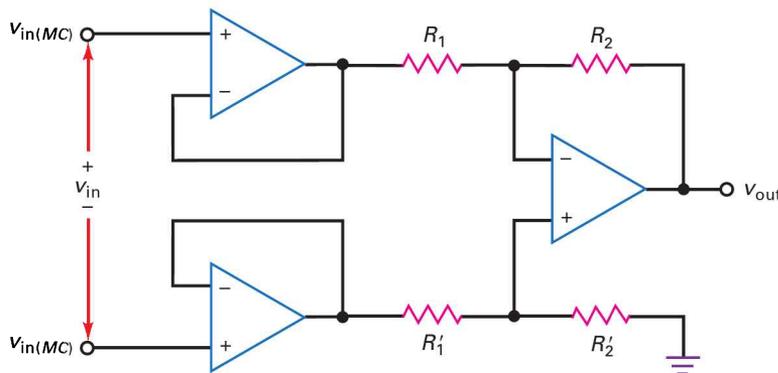
Ce qui est équivalent à 54 dB.

Remarque : les barres verticales autour de A_v et $A_{v(\text{MC})}$ signifient « valeur absolue ».

18.4.5 Entrées isolées

Les résistances des sources donnant les signaux d'entrée (figure 18.14) contribuent à la valeur de R_1 et de R_1' , ce qui influence le gain en tension et diminue le CMRR. C'est un problème sérieux dont la solution consiste à accroître l'impédance d'entrée du circuit.

La figure 18.15 illustre la méthode utilisée. Le premier étage comporte deux suiveurs de tension qui **isolent l'entrée**. Cela augmente l'impédance d'entrée bien au-delà de $100\text{ M}\Omega$. Le gain en tension de ce premier étage est égal à un pour le signal différentiel et le signal d'entrée mode commun. Le second étage fournit tout le taux de réjection mode commun du montage.



Préampli :

$$A_v = 1$$

$$A_{v(\text{MC})} = 1$$

Ampli diff :

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

$$\pm 2 \frac{\Delta R}{R} < A_{v(\text{MC})} < \pm 4 \frac{\Delta R}{R}$$

Figure 18.15 Ampli diff à entrées isolées.

18.4.6 Le pont de Wheatstone

Nous avons vu précédemment que la tension différentielle d'entrée est souvent une petite tension continue. C'est généralement la tension de sortie d'un pont de Wheatstone (figure 18.16a), et c'est pour cela qu'elle est très faible. Un pont de Wheatstone est à l'équilibre quand le rapport des résistances du côté gauche est égal au rapport des résistances du côté droit :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad (18.11)$$

Lorsque cette condition est satisfaite, la tension sur la résistance R_2 est égale à la tension sur la résistance R_4 et la tension de sortie du pont est nulle.

Ce pont peut détecter de très petites variations dans l'une des résistances. Soit un pont avec trois résistances de $1 \text{ k}\Omega$ et la quatrième de $1\,010 \Omega$ (figure 18.16b). La tension sur la résistance R_2 est alors :

$$v_2 = \frac{1 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega}(15 \text{ V}) = 7,5 \text{ V}$$

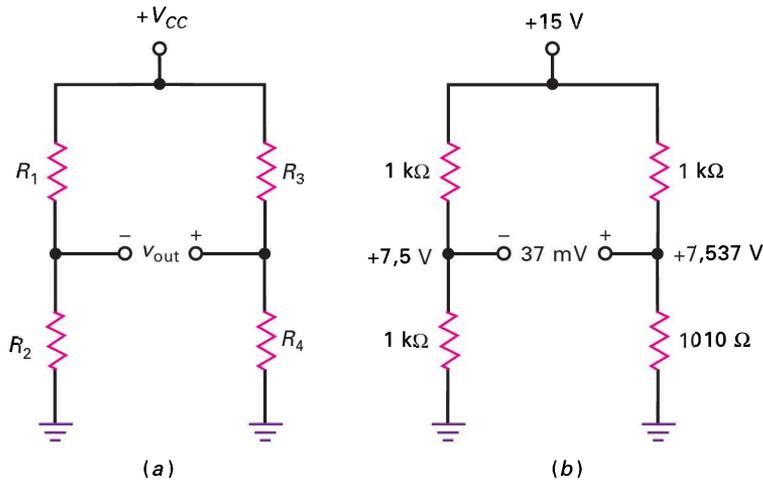


Figure 18.16
(a) Pont de Wheatstone ;
(b) pont légèrement déséquilibré.

et la tension sur la résistance R_4 vaut approximativement :

$$v_4 = \frac{1\,010 \Omega}{2\,010 \Omega}(15 \text{ V}) = 7,537 \text{ V}$$

La tension de sortie du pont est alors approximativement :

$$v_{out} = v_4 - v_2 = 7,537 \text{ V} - 7,5 \text{ V} = 37 \text{ mV}$$

18.4.7 Capteurs

La résistance R_4 peut être un **transducteur d'entrée (capteur)** : c'est un composant qui convertit une grandeur non électrique en une grandeur électrique. Par exemple, une photorésistance transforme une variation d'intensité lumineuse en une variation de résistance et une **thermistance** convertit une variation de température en une variation de résistance. D'autres transducteurs d'entrée de courants dans les montages des systèmes industriels sont les *thermocouples* et les *détecteurs de température à résistance* (RDT).

Il y a aussi le **transducteur de sortie**, un composant qui convertit une grandeur électrique en une grandeur non électrique. Par exemple, la LED transforme un courant électrique en lumière, tandis qu'un haut-parleur produit des ondes sonores à partir d'une tension alternative.

Une grande variété de capteurs est disponible dans le commerce pour toutes sortes de grandeurs telles que la température, le son, la lumière, l'humidité, la vitesse, l'accélération, la force, la radioactivité, la contrainte et la pression, pour n'en citer que quelques-unes. Le pont de Wheatstone peut utiliser ces capteurs pour mesurer des grandeurs non électriques. Le signal de sortie du pont étant une petite tension DC avec une grande tension mode commun, il est nécessaire d'employer des amplis continus présentant un important taux de réjection mode commun.

18.4.8 Une application courante

La figure 18.17 illustre une application courante. Trois résistances du pont ont pour valeur :

$$R = 1 \text{ k}\Omega$$

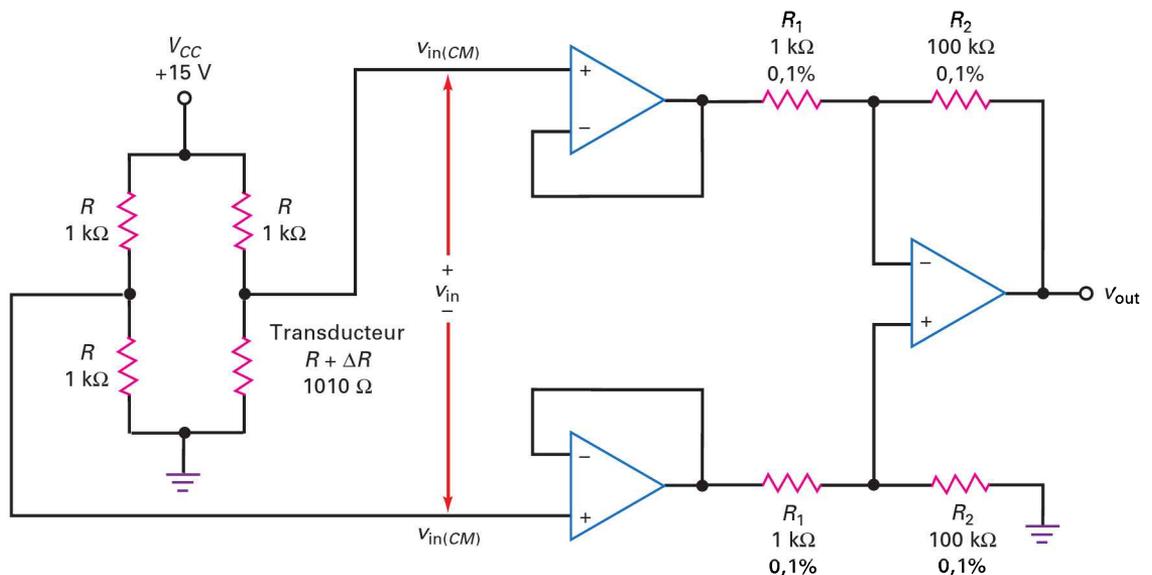


Figure 18.17
Pont avec capteur en
entrée d'un amplificateur
d'instrumentation.

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

$$v_{in} = \frac{\Delta R}{4R} V_{CC}$$

Le capteur présente une résistance égale à :

$$R + \Delta R = 1010 \Omega$$

Le signal mode commun vaut :

$$v_{in(MC)} = 0,5V_{CC} = 0,5(15 \text{ V}) = 7,5 \text{ V}$$

C'est la tension sur chaque résistance inférieure du pont quand $\Delta R = 0$.

Lorsque le capteur du pont est soumis à une grandeur extérieure telle que la lumière, la chaleur ou la pression, sa résistance varie. La figure 18.17 donne une résistance du capteur 1010Ω , soit $\Delta R = 10 \Omega$. Il est possible de démontrer l'expression de la tension d'entrée :

$$v_{\text{in}} = \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} V_{\text{CC}} \quad (18.12)$$

Dans les applications courantes, $2\Delta R = 4R$, et l'expression précédente devient :

$$v_{\text{in}} \approx \frac{\Delta R}{4R} V_{\text{CC}} \quad (18.13)$$

Avec les valeurs de la figure 18.17, on obtient :

$$v_{\text{in}} \approx \frac{10 \Omega}{4 \text{ k}\Omega} (15 \text{ V}) = 37,5 \text{ mV}$$

Puisque l'amplificateur différentiel possède un gain en tension égal à -100 , la tension différentielle à la sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = -100(37,5 \text{ mV}) = -3,75 \text{ V}$$

Pour ce qui concerne le signal mode commun, la relation (18.9) donne :

$$A_{v(\text{MC})} = \pm 4(0,1\%) = \pm 4(0,001) = \pm 0,004$$

pour une tolérance égale à $\pm 0,1 \%$ (figure 18.17). Donc, la tension mode commun à la sortie vaut :

$$v_{\text{out}(\text{MC})} = \pm 0,004(7,5 \text{ V}) = \pm 0,03 \text{ V}$$

L'amplitude du taux de réjection mode commun est :

$$\text{CMRR} = \frac{100}{0,004} = 25\,000$$

ce qui est équivalent à 88 dB.

Ceci nous montre le principe de base de l'association d'un pont de Wheatstone avec un amplificateur différentiel. Le circuit de la figure 18.17 est approprié pour certaines applications, mais il peut être amélioré : nous allons voir comment au paragraphe suivant.

18.5 Les amplificateurs d'instrumentation

Ce paragraphe présente l'**amplificateur d'instrumentation**, c'est un amplificateur différentiel optimisé pour ses performances en continu. Un ampli d'instrumentation présente un grand gain en tension, un fort taux de réjection mode commun, de faibles décalages d'entrée, une faible dérive en température et une forte impédance d'entrée.

18.5.1 Amplificateur d'instrumentation simplifié

La figure 18.18 représente la conception d'un ampli d'instrumentation classique. L'ampli op à la sortie est un ampli diff avec un gain en tension égal à un. Les résistances utilisées sont généralement adaptées à $\pm 0,1 \%$ ou mieux ; cela donne un étage de sortie ayant un CMRR d'au moins 54 dB.

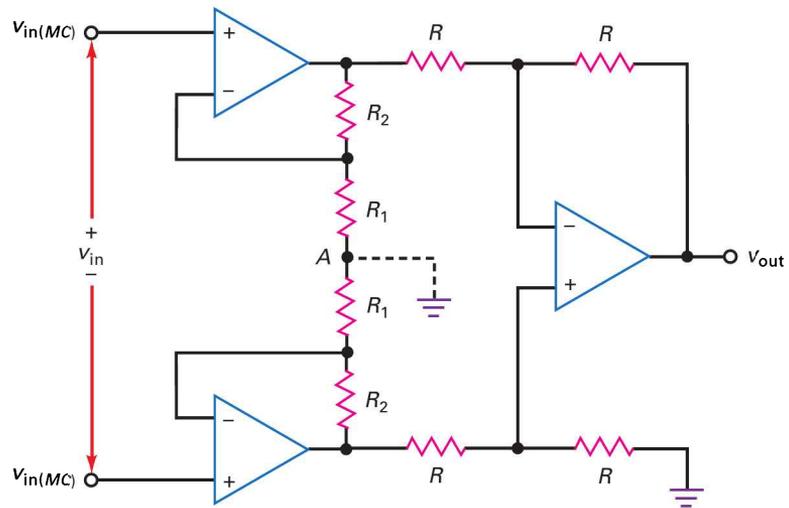


Figure 18.18
Amplificateur d'instrumentation
standard à trois amplis op.

Préampli : $A_V = \frac{R_2}{R_1} + 1$ $A_{V(MC)} = 1$	Ampli diff : $A_V = -1$ $A_{V(MC)} = \pm 2 \frac{\Delta R}{R}$
---	---

Dans le commerce, on dispose de résistances de précision de valeur inférieure à 1Ω jusqu'à plus de $10 \text{ M}\Omega$, avec des tolérances comprises entre $\pm 0,01 \%$ et $\pm 1 \%$. Avec l'utilisation de résistances à $\pm 0,01 \%$, le taux de réjection du dernier étage atteint 74 dB. De même, la dérive en température des résistances de précision peut être aussi faible que $1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Au premier étage, nous trouvons deux amplis op utilisés en préampli. La conception du premier étage est extrêmement subtile. Ce qui fait son ingéniosité est le rôle du point A, la jonction entre les deux résistances R_1 . Il sert de masse virtuelle pour l'entrée différentielle et de point flottant pour l'entrée mode commun. À cause de cela, le signal différentiel est amplifié mais le mode commun ne l'est pas.

18.5.2 Le point A

Le secret pour comprendre le fonctionnement du premier étage est l'étude de l'action du point A. Pour appliquer le théorème de superposition, nous allons calculer l'effet de chaque entrée lorsque l'autre est annulée. Par exemple voyons ce qui se passe lorsque l'entrée différentielle est annulée et que seule l'entrée mode commun existe. Puisque celle-ci applique la même tension sur chaque entrée non inverseuse, la même tension apparaît à la sortie des amplis op. Donc, la même tension se retrouve sur toute la branche qui contient les résistances R_1 et R_2 . Le point A est flottant, chaque ampli op à l'entrée se comporte en suiveur de tension, et le premier étage présente un gain mode commun :

$$A_{v(MC)} = 1$$

Contrairement au second étage où les résistances doivent être fortement adaptées pour minimiser le gain mode commun, ici la tolérance n'a aucun effet sur ce gain. Cela vient du fait que la branche complète contenant les résistances est flottante et se trouve à la tension $v_{in(MC)}$ par rapport à la masse. Donc, la valeur des

résistances n'a aucune importance. C'est un autre des avantages de la conception à trois amplis op de la figure 18.18.

La seconde étape dans l'application du théorème de superposition consiste à annuler la tension mode commun de l'entrée pour évaluer l'effet du signal différentiel. Puisqu'il est appliqué sur les entrées non inverseuses avec une tension égale en amplitude mais opposée en signe, la sortie de l'un des amplis op est positive et celle de l'autre est négative. La branche contenant les résistances R_1 et R_2 ayant une tension de même amplitude mais de signe opposé à chaque extrémité, le point A est à la tension zéro par rapport à la masse.

En d'autres termes, le point A est une masse virtuelle pour le signal différentiel. De ce fait, chaque entrée d'ampli op est un ampli non inverseur, et le premier étage présente un gain en tension :

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (18.14)$$

Or, le second étage possède un gain unité ; donc le gain en tension différentiel de l'amplificateur d'instrumentation est donné par la relation (18.14).

Le premier étage ayant un gain mode commun unité, le gain mode commun global est égal à celui du second étage :

$$A_{v(\text{MC})} = \pm 2 \frac{\Delta R}{R} \quad (18.15)$$

Pour la réalisation de l'amplificateur d'instrumentation (figure 18.18), on utilise des amplis op de précision pour obtenir de forts CMRR et de faibles décalages. Un ampli op classique pour ce type de montage est le OP-07A. Les valeurs les plus défavorables de ses paramètres sont les suivantes : tension de décalage d'entrée 0,025 mV ; courant de polarisation d'entrée 2 nA ; courant de décalage d'entrée 1 nA ; $A_{\text{VOL}} = 110$ dB ; CMRR = 110 dB ; dérive en température 0,6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Une remarque finale concernant le montage de la figure 18.18. Puisque le point A est une masse virtuelle plutôt qu'une masse réelle, les résistances R_1 du premier étage ne sont pas obligatoirement des résistances séparées. Il est possible d'utiliser une seule résistance R_G de valeur $2R_1$ sans modifier le fonctionnement du premier étage. La seule différence est que l'expression de gain en tension différentiel s'écrit maintenant :

$$A_v = \frac{2R_2}{R_G} + 1 \quad (18.16)$$

Un facteur 2 intervient car $R_G = 2R_1$.

Question 18.4



Sur la figure 18.18, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$; $R = 10 \text{ k}\Omega$. Quel est le gain en tension différentiel de cet amplificateur d'instrumentation ? Quel est le gain en tension mode commun si les tolérances des résistances du second étage sont $\pm 0,01 \%$? Si $V_{\text{in}} = 10 \text{ mV}$ et $v_{\text{in}(\text{MC})} = 10 \text{ V}$, quelles sont les valeurs des signaux de sortie différentiel et mode commun ?

Réponse Selon les relations de la figure 18.18, le gain en tension du préampli est :

$$A_v = \frac{100 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} + 1 = 101$$

Or le gain en tension du second étage vaut -1 ; le gain en tension de l'amplificateur d'instrumentation est donc -101 .

Le gain en tension mode commun du second étage vaut :

$$A_{v(\text{MC})} = \pm 2(0,01\%) = \pm 2(0,0001) = \pm 0,0002$$

Or le premier étage présente un gain en tension mode commun égal à un ; ce gain pour l'amplificateur d'instrumentation est alors $\pm 0,0002$.

Un signal différentiel à l'entrée de 10 mV donne un signal de sortie :

$$v_{\text{out}} = -101(10\text{ mV}) = -1,01\text{ V}$$

Un signal mode commun 10 V donne un signal de sortie :

$$v_{\text{out}(\text{MC})} = \pm 0,0002(10\text{ V}) = \pm 2\text{ mV}$$

Bien que le signal mode commun à l'entrée soit $1\ 000$ fois plus grand que le signal différentiel, le taux de réjection mode commun de l'amplificateur d'instrumentation produit un signal mode commun à la sortie environ 500 fois plus petit que le signal différentiel de sortie.

18.4 Avez-vous compris ? Reprendre la question 18.4 avec $R_2 = 50\text{ k}\Omega$ et $\pm 0,1\%$ pour la tolérance des résistances du second étage.

18.5.3 Commande de garde

Le signal différentiel à la sortie d'un pont est si petit que très souvent on utilise un câble blindé pour protéger les conducteurs transportant les signaux des interférences électromagnétiques ; mais cela crée un problème. Tout courant de fuite entre les conducteurs et le blindage va s'ajouter aux faibles courants de polarisation et de décalage. En plus du courant de fuite, le câble rajoute une capacité qui diminue la rapidité de la réponse du montage à une modification de la résistance du capteur. On minimise l'influence des défauts du câble en reliant le blindage à la tension mode commun, c'est la technique de la **commande de garde**.

La figure 18.19a montre comment procéder. Une nouvelle branche contenant les résistances notées R_3 est ajoutée à la sortie du premier étage. Ce diviseur de tension récupère la tension mode commun et l'applique sur un suiveur de tension. La tension de garde est ensuite ramenée sur le blindage. Parfois, il existe un câble par entrée, et la tension de garde est appliquée sur les deux blindages, comme l'indique la figure 18.19b.

18.5.4 Ampli d'instrumentation intégré

On intègre le montage classique de la figure 18.18 sur une puce avec tous les composants représentés, sauf la résistance R_G . En externe, elle sert à modifier le gain en tension de l'amplificateur d'instrumentation. Le AD620 est une implémentation intégrée sur une puce. Sa fiche technique donne l'expression de son gain en tension :

$$A_v = \frac{49,4\text{ k}\Omega}{R_G} + 1 \quad (18.17)$$

Bon à Savoir

Les amplifications monolithiques d'instrumentation, comme le AD620, ont de nombreuses applications en instrumentation médicale. Un tel exemple d'application est dans les circuits pour l'électrocardiographie (ECG).

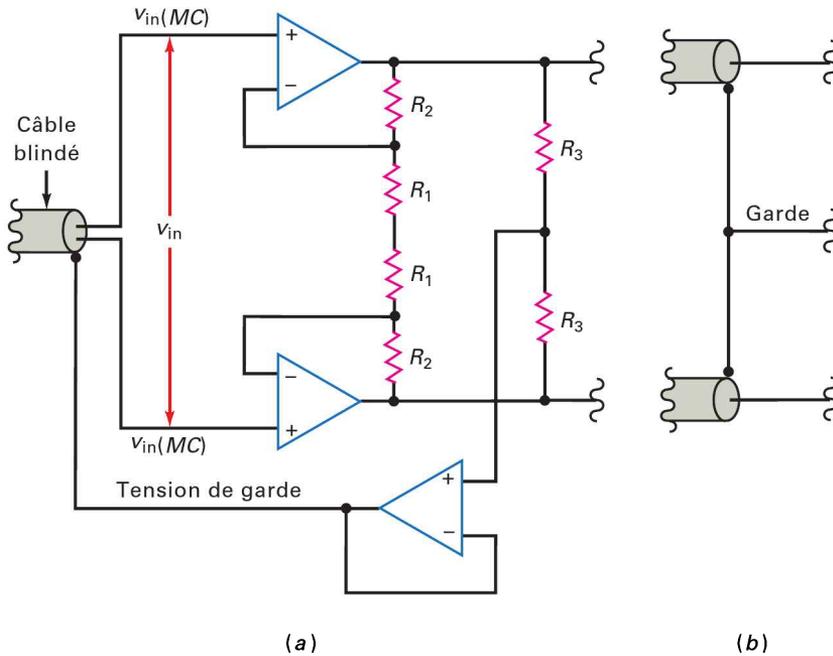


Figure 18.19
La commande de garde diminue les effets du courant de fuite et de la capacité parasite du câble.

La valeur 49,4 kΩ est la somme des deux résistances R_2 ; le constructeur utilise un **ajustement au laser** pour obtenir la valeur précise 49,4 kΩ. Le mot *ajustage* signifie un fin réglage par rapport à un réglage grossier. L'ajustage au laser consiste à brûler au laser la surface de la résistance sur la puce semi-conductrice pour obtenir une valeur très précise.

La figure 18.20a montre le AD620 avec une résistance 499 Ω. C'est une résistance de précision avec une tolérance de ±0,1 %. Le gain en tension est :

$$A_v = \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{499} + 1 = 100$$

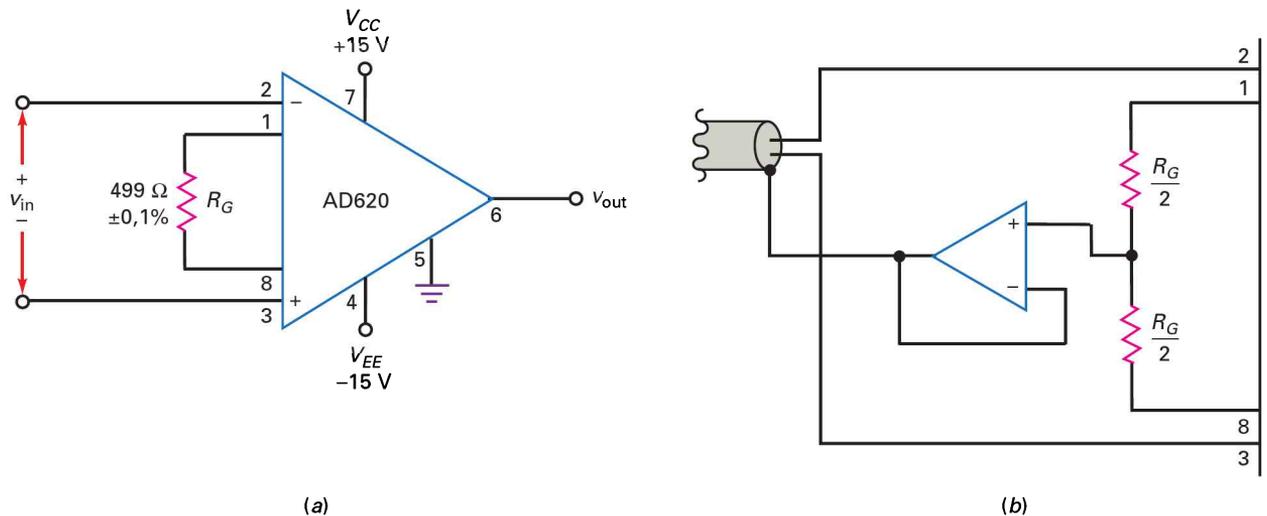


Figure 18.20 (a) Amplificateur d'instrumentation intégré ;
(b) commande de garde avec un AD620.

Le *brochage* (numérotation des broches) de l'AD620 est semblable à celui du 741C puisque les broches 2 et 3 sont destinées au signal d'entrée, les broches 4 et 7 aux tensions d'alimentation, et la broche 6 est la sortie. Ici, la broche 5 est à la masse, ce qui est habituel pour l'AD620 mais n'est pas obligatoire. Dans le cas d'un interfaçage avec un autre circuit, l'application d'une tension continue sur la broche 5 permet de décaler la tension de sortie.

Si l'on utilise la commande de garde, le montage peut être modifié selon la figure 18.20*b*. La tension mode commun alimente un suiveur de tension dont la sortie est connectée au blindage du câble. Dans le cas de deux câbles, un pour chaque entrée, on emploie la même modification.

En résumé, un amplificateur d'instrumentation classique possède un gain en tension dont la valeur, déterminée par une résistance extérieure, est comprise entre 1 et 1 000, un taux de réjection mode commun supérieur à 100 dB, une impédance d'entrée supérieure à 100 M Ω , une tension de décalage d'entrée inférieure à 0,1 mV, une dérive inférieure à 0,5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, ainsi que d'autres paramètres remarquables.

18.6 Les amplificateurs sommateurs

Nous avons abordé l'amplificateur sommateur au chapitre 16 ; maintenant, nous allons découvrir quelques variantes de ce circuit.

18.6.1 Le soustracteur

La figure 18.21 représente un montage qui soustrait deux tensions d'entrée pour donner à la sortie une tension égale à la différence de v_1 et v_2 . En voici le fonctionnement : l'entrée v_1 commande un inverseur de gain unité. La sortie du premier étage est donc $-v_1$. Elle est aussi l'une des entrées du second étage sommateur, l'autre étant v_2 . Puisque le gain de chaque voie est l'unité, la tension de sortie finale est égale à v_1 moins v_2 .

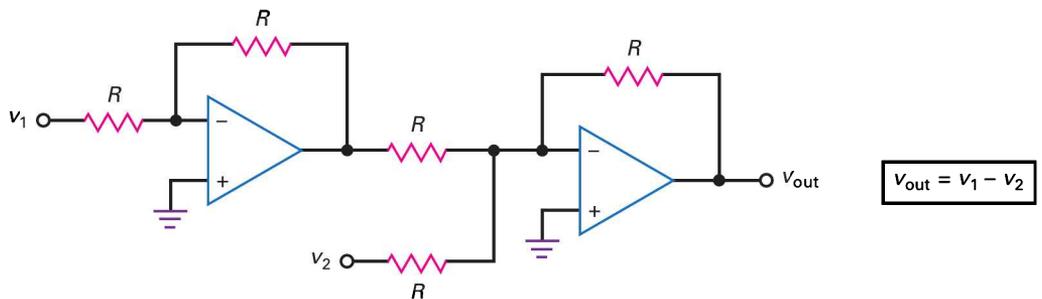
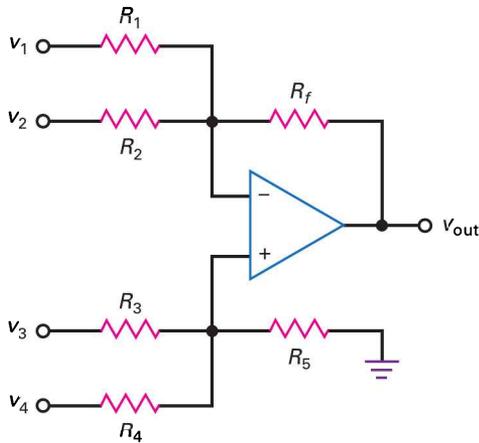


Figure 18.21
Soustracteur.

18.6.2 Addition des deux entrées

Vous pouvez parfois rencontrer un circuit semblable à celui représenté par la figure 18.22. Ce n'est rien de plus qu'un circuit sommateur avec une entrée inverseuse et une entrée non inverseuse. Le côté inverseur de l'ampli possède deux voies d'entrée, et le côté non inverseur deux aussi. Le gain total est l'addition des gains de toutes les voies d'entrée.



$$v_{\text{out}} = A_{v_1} v_1 + A_{v_2} v_2 + A_{v_3} v_3 + A_{v_4} v_4$$

$$A_{v_1} = \frac{-R_f}{R_1}$$

$$A_{v_2} = \frac{-R_f}{R_2}$$

$$A_{v_3} = \left(\frac{R_f}{R_1 \parallel R_2} + 1 \right) \left(\frac{R_4 \parallel R_5}{R_3 + R_4 \parallel R_5} \right)$$

$$A_{v_4} = \left(\frac{R_f}{R_1 \parallel R_2} + 1 \right) \left(\frac{R_3 \parallel R_5}{R_4 + R_3 \parallel R_5} \right)$$

Le gain de chaque voie inverseuse est le rapport de la résistance de réaction R_f sur la résistance de la voie d'entrée, soit R_1 soit R_2 . Le gain de chaque voie non inverseuse est :

$$\frac{R_f}{R_1 \parallel R_2} + 1$$

réduit par le rapport du diviseur de tension de la voie, soit :

$$\frac{R_4 \parallel R_5}{R_3 + R_4 \parallel R_5}$$

ou

$$\frac{R_3 \parallel R_5}{R_4 + R_3 \parallel R_5}$$

La figure 18.22 donne les expressions du gain de chaque voie nécessaires pour le calcul de la tension de sortie totale.

Figure 18.22
Ampli additionneur utilisant les deux entrées de l'ampli op.

Question 18.5

||| Multisim

Sur la figure 18.22, on donne $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 4 \text{ k}\Omega$; $R_5 = 5 \text{ k}\Omega$; $R_f = 6 \text{ k}\Omega$. Quel est le gain en tension de chaque voie ?

Réponse Avec les relations fournies par la figure 18.22, les gains en tension sont :

$$A_{v_1} = \frac{-6 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = -6$$

$$A_{v_2} = \frac{-6 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega} = -3$$

$$A_{v_3} = \left(\frac{6 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega \parallel 2 \text{ k}\Omega} + 1 \right) \frac{4 \text{ k}\Omega \parallel 5 \text{ k}\Omega}{3 \text{ k}\Omega + 4 \text{ k}\Omega \parallel 5 \text{ k}\Omega} = 4,26$$

$$A_{v_4} = \left(\frac{6 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega \parallel 2 \text{ k}\Omega} + 1 \right) \frac{3 \text{ k}\Omega \parallel 5 \text{ k}\Omega}{4 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega \parallel 5 \text{ k}\Omega} = 3,19$$

18.5 Avez-vous compris ? Reprendre la question 18.5 en utilisant $1 \text{ k}\Omega$ pour R_f .

18.6.3 Le moyeneur

Le montage représenté sur la figure 18.23 est un **moyeneur** : la sortie est la valeur moyenne des tensions d'entrée. Chaque voie possède un gain en tension :

$$A_v = \frac{R}{3R} = \frac{1}{3}$$

Quand toutes les sorties amplifiées sont additionnées, nous avons une tension de sortie qui est la moyenne des tensions d'entrée.

Le circuit de la figure 18.23 possède trois entrées. On peut utiliser un nombre quelconque d'entrées, tant que la résistance de chaque voie est égale à nR où n est le nombre de voies.

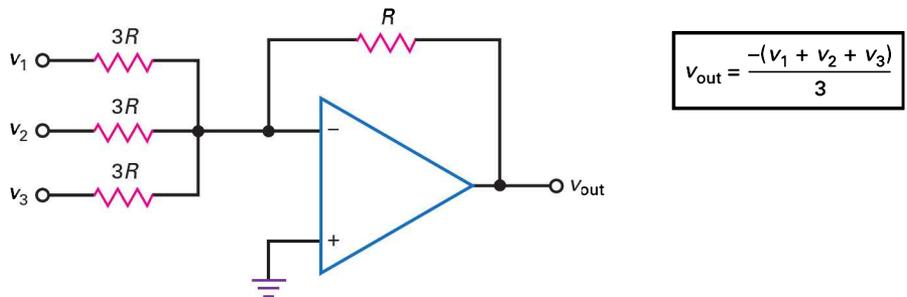


Figure 18.23
Circuit moyeneur.

18.6.4 Le convertisseur numérique-analogique (CNA)

En électronique numérique, un **convertisseur de signal numérique en signal analogique (CNA)** prend une valeur représentée en binaire et la convertit en une tension ou en un courant. Cette grandeur électrique est proportionnelle à la valeur binaire d'entrée. Il existe deux types de convertisseurs numérique-analogique : le convertisseur pondéré binaire et le convertisseur à échelle $R/2R$.

Le convertisseur pondéré binaire est illustré à la figure 18.24. Ce circuit produit une tension de sortie égale à la somme pondérée des tensions d'entrée. Le *poids* est le gain de la voie. Par exemple, la figure 18.24a donne le schéma d'un convertisseur numérique-analogique. Les gains des voies sont :

$$A_{v,3} = -1$$

$$A_{v,2} = -0,5$$

$$A_{v,1} = -0,25$$

$$A_{v,0} = -0,125$$

Les tensions d'entrées sont numériques ou à deux niveaux, ce qui signifie qu'elles possèdent le niveau 1 ou le niveau 0. Avec quatre entrées, il y a 16 combinaisons possibles de $v_3v_2v_1v_0$: 0000 ; 0001 ; 0010 ; 0011 ; 0100 ; 0101 ; 0110 ; 0111 ; 1000 ; 1001 ; 1010 ; 1011 ; 1100 ; 1101 ; 1110 ; 1111.

Quand toutes les entrées sont à zéro (0000), la tension de sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = 0$$

Quand $v_3v_2v_1v_0$ est 0001, la sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = -(0,125) = -0,125$$

Quand $v_3v_2v_1v_0$ est 0010, la sortie vaut :

$$v_{\text{out}} = -(0,25) = -0,25$$

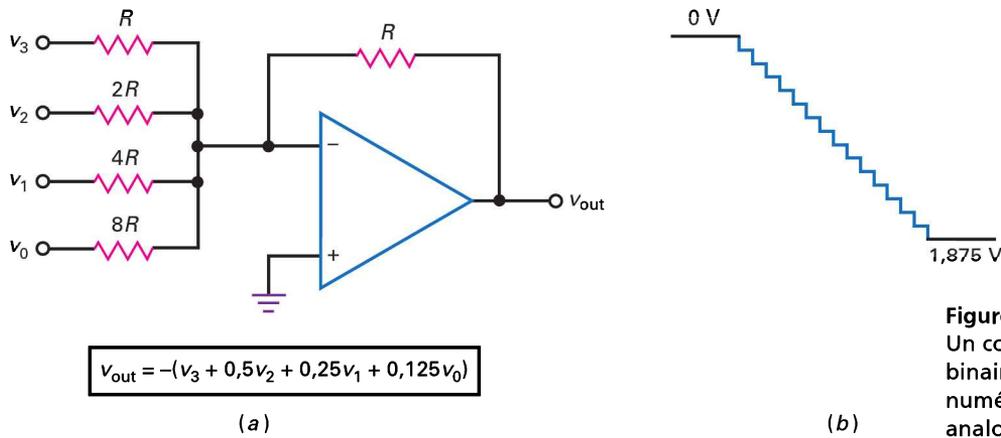


Figure 18.24
Un convertisseur CNA pondéré binaire transforme une entrée numérique en une tension analogique.

Quand toutes les entrées sont à 1 (1111), la sortie est maximale et elle vaut :

$$v_{\text{out}} = -(1 + 0,5 + 0,25 + 0,125) = -1,875$$

Si le CNA de la figure 18.24 est commandé par un circuit produisant la suite de tous les nombres entre 0000 et 1111, il donne toutes les valeurs de tension de sortie suivantes : 0 ; -0,125 ; -0,25 ; -0,375 ; -0,5 ; -0,625 ; -0,75 ; -0,875 ; -1 ; -1,125 ; -1,25 ; -1,375 ; -1,5 ; -1,625 ; -1,75 ; -1,875. La forme de la tension de sortie à l'oscilloscope ressemble à un escalier descendant, elle est représentée sur la figure 18.24b.

Cette forme en marches d'escalier de la tension montre bien que le convertisseur ne produit pas ses valeurs de sortie dans un intervalle continu. Sa sortie n'est donc pas, à proprement parler, vraiment analogique. On peut connecter à la sortie des filtres passe-bas pour adoucir la transition entre les marches.

Un convertisseur CNA à 4 entrées présente 16 valeurs possibles à la sortie, le convertisseur à 8 entrées donne 256 valeurs possibles, et le CNA à 16 entrées possède 65 536 valeurs possibles à la sortie. Cela veut dire que l'escalier descendant de la figure 18.24b a 256 marches pour 8 entrées et 65 536 pour 16 entrées. Le multimètre numérique emploie une tension négative en marche d'escalier de ce type associée à d'autres circuits pour mesurer numériquement les tensions.

Le convertisseur pondéré binaire est utilisé dans les applications avec lesquelles le nombre d'entrées est limité et qui n'exigent pas une grande précision. Avec un grand nombre d'entrées, il faut aussi un grand nombre de valeurs de résistances ; la précision et la fiabilité du convertisseur dépendent alors de l'exactitude de la valeur des résistances et de leur comportement en fonction des variations de température. Il existe aussi, avec ce type de convertisseur, des problèmes de charge parce que chaque entrée a une valeur d'impédance différente.

Le **convertisseur à échelle $R/2R$** , illustré à la figure 18.25, permet de s'affranchir des limitations du convertisseur pondéré binaire, ce qui en fait la méthode la plus utilisée dans les CNA des circuits intégrés. Puisqu'elle ne nécessite que deux valeurs de résistance, cette méthode s'applique d'elle-même aux circuits intégrés de 8 bits ou plus et donne une bonne précision. Pour simplifier les choses, la figure 18.25 illustre un convertisseur numérique analogique sur 4 bits. Les interrupteurs $D_0 - D_3$ sont, en principe, du type commutateur actif. Ces commutateurs relient les quatre entrées soit à la masse (0 logique) soit à $+V_{\text{ref}}$ (1 logique). Le réseau de résistances en échelle convertit les différentes valeurs binaires en entrée (de 0000 à 1111) en un des 16 niveaux de tension de sortie. Dans le CNA de la figure 18.25, D_0 est considéré comme le bit le moins significatif (LSB pour *Least Significant Bit*) alors que D_3 est le bit le plus significatif (MSB pour *most Significant Bit*).

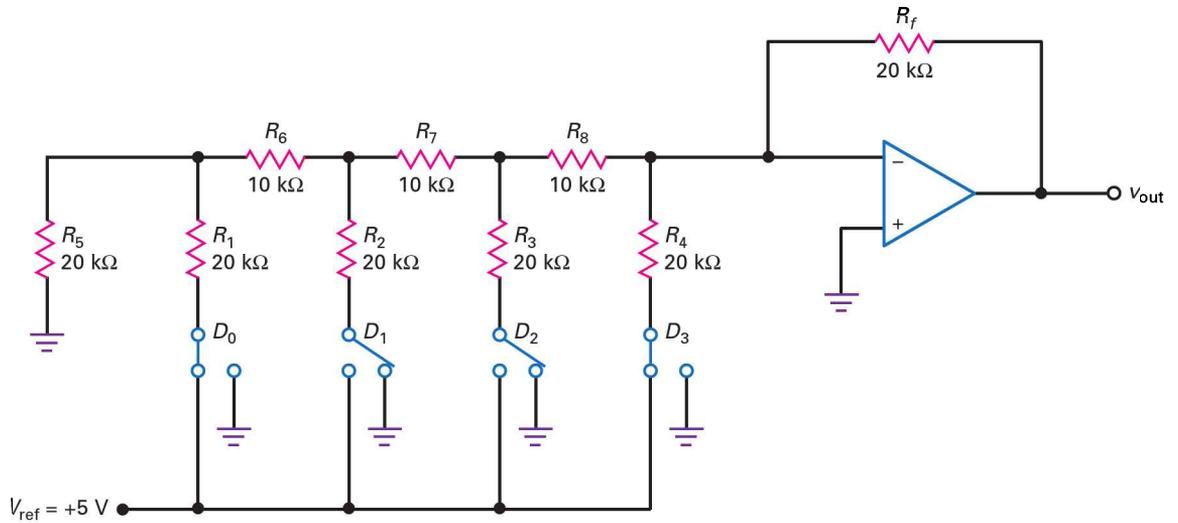


Figure 18.25 Convertisseur numérique-analogique à échelle R/2R.

Pour déterminer la tension de sortie du CNA, on doit d'abord convertir la valeur binaire de l'entrée en sa valeur décimale : BIN.

$$\text{BIN} = (D_0 \times 2^0) + (D_1 \times 2^1) + (D_2 \times 2^2) + (D_3 \times 2^3) \quad (18.18)$$

La tension de sortie est alors :

$$V_{\text{out}} = - \left(\frac{\text{BIN}}{2^N} \right) \times 2V_{\text{ref}} \quad (18.19)$$

N étant le nombre d'entrées.

Pour plus de détails sur le fonctionnement de ce circuit, voir en annexe « Le théorème de Thévenin appliqué au convertisseur numérique-analogique R/2R ».

Question 18.6

À la figure 18.25, $D_0 = 1$, $D_1 = 0$, $D_2 = 0$, $D_3 = 1$. Avec une valeur V_{ref} de +5 V, déterminer l'équivalent décimal de l'entrée (BIN) et la tension de sortie du convertisseur.

Réponse En utilisant l'équation 18.18, l'équivalent décimal est donné par :

$$\text{BIN} = (1 \times 2^0) + (0 \times 2^1) + (0 \times 2^2) + (1 \times 2^3) = 9$$

La tension de sortie du convertisseur est trouvée en appliquant l'équation 18.19 :

$$V_{\text{out}} = - \left(\frac{9}{2^4} \right) \times 2(5 \text{ V})$$

$$V_{\text{out}} = - \left(\frac{9}{16} \right) (10 \text{ V}) = -5,625 \text{ V}$$

18.6 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 18.25, quelles sont les plus petite et plus grande tensions de sortie avec au moins une des entrées à 1 logique ?

18.7 Les amplificateurs de courant

Le courant sortie court-circuitée d'un ampli op est généralement 25 mA ou moins. Un moyen pour obtenir un courant de sortie plus important consiste à utiliser un ampli op de puissance tel que le LM675 ou le LM12. Ces amplis possèdent des courants sortie court-circuitée 3 A pour le premier et 10 A pour le second. Une autre méthode consiste à passer par un **amplificateur de courant**. C'est un transistor de puissance, ou tout autre composant, dont le gain en courant et la gamme supportée sont supérieurs à ceux de l'ampli op.

18.7.1 Amplificateur de courant unidirectionnel

La figure 18.26 présente une solution pour augmenter le courant maximal de charge. La sortie de l'ampli op commande un transistor monté en émetteur suiveur. Le gain boucle fermée vaut :

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (18.20)$$

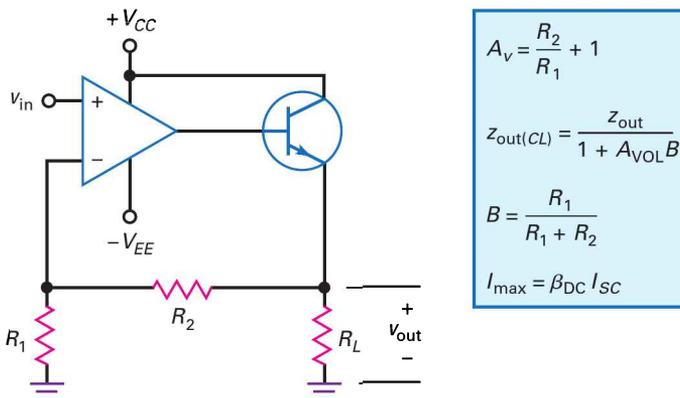


Figure 18.26
L'amplificateur de courant unidirectionnel augmente le courant sortie court-circuitée.

Dans ce montage, ce n'est plus l'ampli op qui fournit le courant de charge, il doit seulement donner le courant base de l'émetteur suiveur. Le gain en courant du transistor permet d'avoir dans la charge un courant maximal :

$$I_{\max} = \beta_{DC} I_{CC} \quad (18.21)$$

où I_{CC} est le courant de l'ampli op sortie court-circuitée. Un 741C peut avoir son courant maximal de sortie (25 mA) multiplié par le facteur β_{DC} . Par exemple, le BU806 est un transistor npn de puissance avec $\beta_{DC} = 100$; si ce dernier est utilisé avec le 741C, le courant de court-circuit de sortie passe à :

$$I_{\max} = 100(25 \text{ mA}) = 2,5 \text{ A}$$

Ce montage peut commander des basses impédances, car la contre-réaction réduit l'impédance de sortie de l'émetteur suiveur d'un facteur $1 + A_{VOL}B$. Or, l'émetteur suiveur possède déjà une faible impédance de sortie ; l'impédance de sortie boucle fermée est donc très petite.

18.7.2 Amplificateur de courant bidirectionnel

L'inconvénient du montage de la figure 18.26 est son *courant de charge unidirectionnel*. La figure 18.27 montre une méthode pour obtenir un *courant de*

charge bidirectionnel. Un ampli inverseur commande un étage push-pull classe B à émetteur suiveur. Dans ce circuit, le gain en tension boucle fermée est :

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \quad (18.22)$$

Quand la tension d'entrée est positive, le transistor inférieur conduit et la tension sur la charge est négative ; si la tension d'entrée est négative, le transistor supérieur conduit et la tension sur la charge est positive. Dans chaque cas, la valeur du courant de sortie maximal est multipliée par le gain en courant du transistor. Puisque le push-pull classe B est à l'intérieur de la boucle de réaction, l'impédance de sortie boucle fermée est très faible.

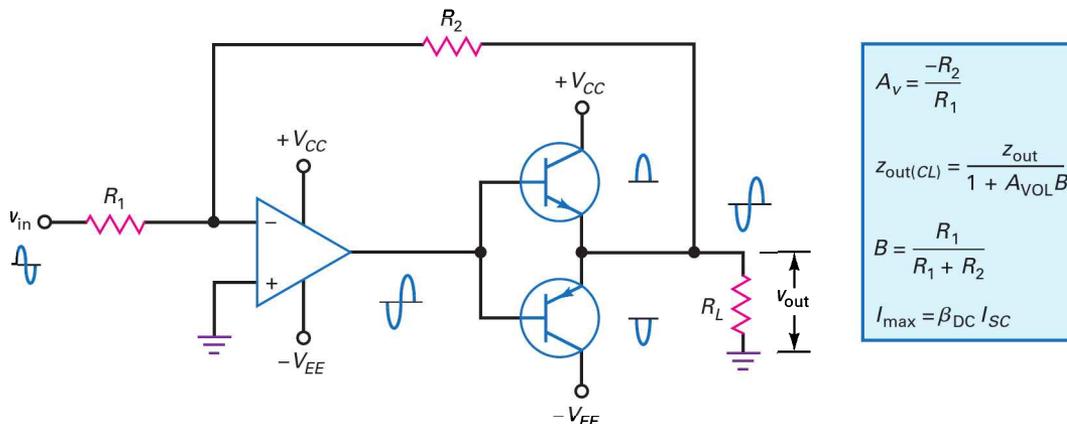


Figure 18.27 Amplificateur de courant bidirectionnel.

18.7.3 Amplis op d'un pôle à l'autre

On utilise parfois l'amplificateur de courant dans l'étage final de l'ampli op. Le MC33204 est un **ampli op pôle à pôle** doté d'un ampli de courant à la sortie pouvant donner 80 mA. L'expression *pôle à pôle* fait référence aux pôles de l'alimentation ; un *fonctionnement pôle à pôle* signifie que les tensions d'entrée et de sortie peuvent prendre toutes les valeurs comprises entre la valeur positive et la valeur négative de l'alimentation.

Le 741C n'a pas de fonctionnement pôle à pôle car sa tension de sortie maximale est toujours inférieure de 1 V ou 2 V à la tension d'alimentation. Par contre, le MC33204 possède une sortie pôle à pôle, sa tension de sortie peut prendre les valeurs des tensions d'alimentation diminuées de 50 mV ; l'écart est suffisamment faible pour avoir le qualificatif de pôle à pôle. Les amplis op pôle à pôle permettent aux concepteurs de faire une utilisation de toutes les valeurs comprises entre les valeurs des tensions d'alimentation.

Question 18.7

Pour la figure 18.27, on donne $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 51 \text{ k}\Omega$. Si l'ampli op est un 741C, quel est le gain en tension du montage ? Quelle est l'impédance de sortie boucle fermée ? Quel est le courant charge court-circuitée si chaque transistor possède un gain en courant égal à 125 ?

Réponse Selon les relations de la figure 18.26, le gain en tension vaut :

$$A_v = \frac{-51 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = -51$$

Le taux de réaction est :

$$B = \frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 51 \text{ k}\Omega} = 0,0192$$

Or le 741C possède un gain en tension de 100 000 et une impédance de sortie boucle ouverte de 75Ω ; l'impédance de sortie boucle fermée est :

$$z_{\text{out(CL)}} = \frac{75 \Omega}{1 + (100\,000)(0,0192)} = 0,039 \Omega$$

Le 741C possède un courant sortie court-circuitée égal à 25 mA, la valeur amplifiée de ce courant est donc :

$$I_{\text{max}} = 125(25 \text{ mA}) = 3,13 \text{ A}$$

18.7 Avez-vous compris ? En reprenant la figure 18.27, changer R_2 en $27 \text{ k}\Omega$. Déterminer le nouveau gain en tension, $z_{\text{out(CL)}}$ et I_{max} , si les transistors ont un gain en courant de 100.

18.8 Les sources de courant commandées en tension

Ce paragraphe étudie les montages qui permettent de commander un courant de sortie par une tension d'entrée. La charge peut être flottante ou non. Tous ces circuits sont des variantes du prototype SICV, donc ce sont tous des sources de courants commandées en tension, qu'on appelle parfois convertisseurs tension-courant.

18.8.1 Charge flottante

La figure 18.28 représente le prototype d'une source de courant commandée en tension. La charge peut être une résistance, un relais ou un moteur. Le court-circuit virtuel entre les entrées impose à la tension sur l'entrée (-) de suivre au microvolt près la tension sur l'entrée (+). Puisque la tension d'entrée se retrouve sur la résistance R , le courant de charge est :

$$i_{\text{out}} = \frac{v_{\text{in}}}{R} \quad (18.23)$$

Or, la résistance de charge n'apparaît pas dans cette relation, le courant ne dépend pas de sa valeur. Autrement dit, la charge semble reliée à une source de courant constant. Par exemple, si $v_{\text{in}} = 1 \text{ V}$ et $R = 1 \text{ k}\Omega$, $i_{\text{out}} = 1 \text{ mA}$.

Sur la figure 18.28, si la résistance de charge est trop grande, l'ampli op est à la saturation et le circuit ne fonctionne plus en source de courant constant. Pour un ampli op du type pôle à pôle, la sortie atteint la valeur $+I_{\text{CC}}$ et la tension maximale sur la charge est :

$$V_{L(\text{max})} = I_{\text{CC}} - v_{\text{in}} \quad (18.24)$$

Par exemple, pour $V_{CC} = 15 \text{ V}$ et $v_{in} = 1 \text{ V}$, $I_{L(\max)} = 14 \text{ V}$; dans le cas d'une sortie non pôle à pôle, il faut encore enlever 1 V ou 2 V à la valeur de $I_{L(\max)}$.

Le courant de charge est égal à v_{in}/R , nous pouvons donc déterminer la valeur maximale de la résistance de charge avant d'avoir la saturation de l'ampli op :

$$R_{L(\max)} = R \left(\frac{V_{CC}}{v_{in}} - 1 \right) \quad (18.25)$$

avec $R = 1 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15 \text{ V}$ et $v_{in} = 1 \text{ V}$, $R_{L(\max)} = 14 \text{ k}\Omega$.

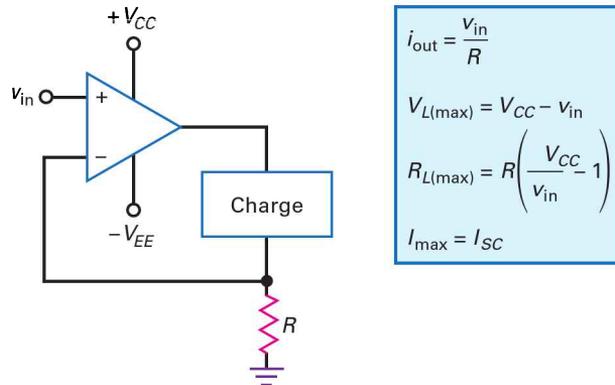


Figure 18.28
SICV unidirectionnelle
avec une charge flottante.

Une autre limitation de la SICV est le courant sortie court-circuitée de l'ampli op. Pour le 741C, ce paramètre vaut 25 mA. L'expression du courant de court-circuit de la source de courant représentée sur la figure 18.28 est :

$$I_{\max} = I_{CC} \quad (18.26)$$

où I_{CC} est le courant sortie court-circuitée de l'ampli op.

Multisim

Question 18.8

Si la source de courant de la figure 18.28 possède $R = 10 \text{ k}\Omega$, $v_{in} = 1 \text{ V}$ et $V_{CC} = 15 \text{ V}$, que vaut le courant de sortie ? Quelle est la résistance de charge maximale utilisable dans ce montage si v_{in} peut atteindre 10 V ?

Réponse Avec les relations données sur la figure 18.28, le courant de sortie vaut :

$$i_{\text{out}} = \frac{1 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 0,1 \text{ mA}$$

La résistance de charge maximale est :

$$R_{L(\max)} = (10 \text{ k}\Omega) \left(\frac{15 \text{ V}}{10 \text{ V}} - 1 \right) = 5 \text{ k}\Omega$$

18.8 Avez-vous compris ? Faire passer R à 2 k Ω et reprendre la question 18.8

18.8.2 Charge liée à la masse

Si une **charge flottante** est possible et le courant de court-circuit adéquat, le circuit de la figure 18.28 fonctionne correctement. Mais si la charge possède une extrémité à la masse ou si le courant fourni est insuffisant, le montage doit être modifié selon

le schéma de la figure 18.29. Puisque le courant collecteur et le courant émetteur d'un transistor sont presque égaux, le courant dans la résistance R est quasiment égal au courant de charge. La tension sur l'entrée inverseuse est presque v_{in} grâce au court-circuit virtuel entre les entrées de l'ampli op. Donc la tension sur la résistance R vaut V_{CC} diminuée de v_{in} . Le courant qui la traverse est :

$$i_{out} = \frac{V_{CC} - v_{in}}{R} \quad (18.27)$$

La figure 18.29 donne les expressions de la tension maximale sur la charge, de la résistance maximale de charge et du courant sortie court-circuitée. Remarquez que ce montage utilise un ampli de courant à la sortie ; cela donne un courant sortie court-circuitée :

$$I_{max} = \beta_{DC} I_{SC} \quad (18.28)$$

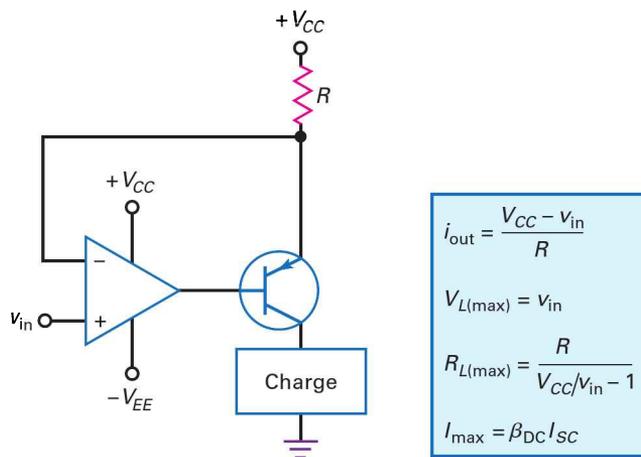


Figure 18.29
SICV unidirectionnelle
avec charge à la masse.

18.8.3 Le courant de sortie est directement proportionnel à la tension d'entrée

D'après la figure 18.29, le courant de charge diminue lorsque la tension d'entrée augmente. Dans le montage de la figure 18.30, le courant de charge est directement proportionnel à la tension d'entrée. Le court-circuit virtuel sur les entrées du premier ampli op impose un courant émetteur du transistor Q_1 égal à v_{in}/R . Le courant collecteur de Q_1 est approximativement identique et la tension sur la résistance R de la branche collecteur est :

$$V_A = V_{CC} - v_{in}$$

Cette tension constitue la tension de l'entrée non inverseuse du second ampli op.

Le court-circuit virtuel sur les entrées de celui-ci impose au point B une tension :

$$V_B = V_A$$

La tension sur la résistance R finale est :

$$V_R = V_{CC} - V_B = V_{CC} - (V_{CC} - v_{in}) = v_{in}$$

Donc le courant de sortie vaut approximativement :

$$i_{out} = \frac{v_{in}}{R} \quad (18.29)$$

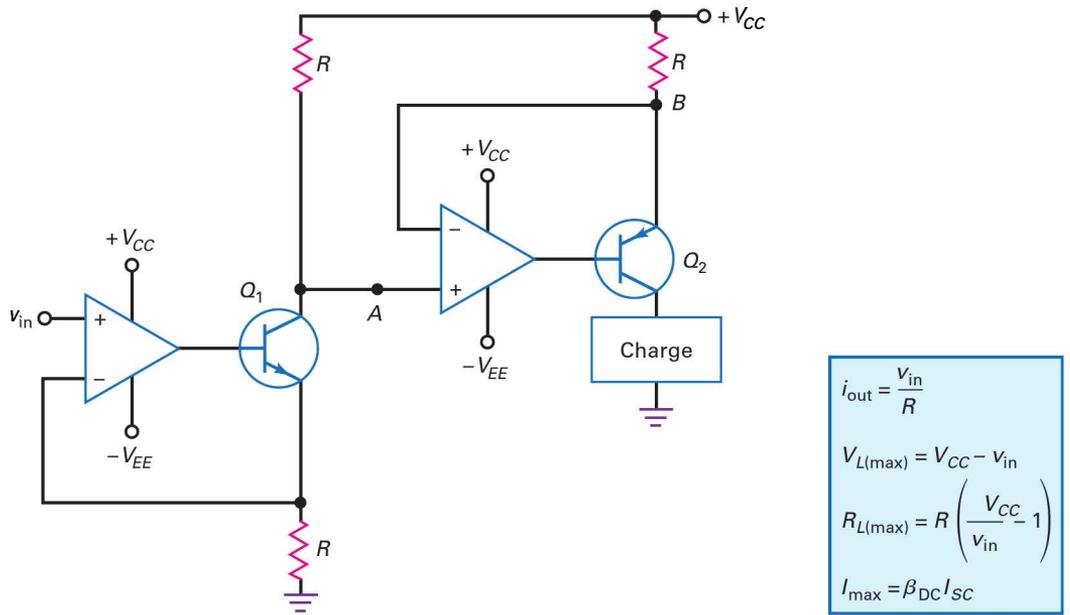


Figure 18.30 Autre SICV unidirectionnelle avec charge à la masse.

La figure 18.30 donne les relations pour l'analyse de ce montage. De nouveau, un ampli de courant renforce le courant de court-circuit d'un facteur β_{DC} .

18.8.4 La source de courant de Howland

La source de courant de la figure 18.30 donne un courant unidirectionnel. Pour obtenir un courant bidirectionnel, on utilise la source de courant de Howland représentée sur la figure 18.31. Pour une première approche de son fonctionnement, envisageons le cas particulier où $R_L = 0$. Dans ces conditions, l'entrée non inverseuse est à la masse, l'entrée inverseuse est une masse virtuelle et la tension de sortie est :

$$v_{out} = -v_{in}$$

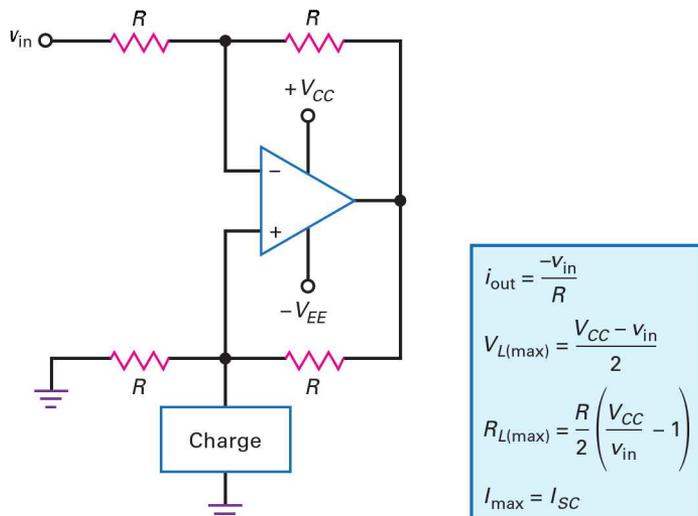


Figure 18.31 La source de courant de Howland est une SICV bidirectionnelle.

Dans la partie basse du circuit, la tension de sortie se retrouve sur la résistance R en série avec la charge court-circuitée, et le courant qui traverse la résistance R vaut :

$$i_{\text{out}} = \frac{-v_{\text{in}}}{R} \quad (18.30)$$

Tout ce courant traverse la charge court-circuitée et le signe moins signifie que la tension de sortie est inversée.

Lorsque la résistance de charge n'est pas nulle, l'étude est beaucoup plus compliquée car l'entrée non inverseuse n'est plus à la masse et l'entrée inverseuse n'est plus une masse virtuelle. Au lieu de cela, la tension de l'entrée non inverseuse est la tension sur la charge. Après la résolution de plusieurs équations, on peut montrer que la relation (18.30) est valable pour toutes les valeurs de la résistance de charge pourvu que l'ampli op ne soit pas à la saturation. Puisque le terme R_L n'apparaît pas dans la relation, le montage se comporte comme une source de courant constant.

La figure 18.31 donne toutes les expressions du circuit. Si $V_{\text{CC}} = 15 \text{ V}$, $v_{\text{in}} = 3 \text{ V}$ et $R = 1 \text{ k}\Omega$, la résistance maximale avant la saturation est :

$$R_{L(\text{max})} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{2} \left(\frac{15 \text{ V}}{3 \text{ V}} - 1 \right) = 2 \text{ k}\Omega$$

Question 18.9

La source de courant de Howland de la figure 18.31 possède les valeurs suivantes : $R = 15 \text{ k}\Omega$, $v_{\text{in}} = 3 \text{ V}$ et $V_{\text{CC}} = 15 \text{ V}$. Que vaut le courant de sortie ? Quelle est la résistance de charge maximale utilisable dans ce montage si v_{in} peut atteindre 9 V ?

Réponse Avec les relations données sur la figure 18.31 :

$$i_{\text{out}} = \frac{-3 \text{ V}}{15 \text{ k}\Omega} = -0,2 \text{ mA}$$

La résistance de charge maximale est :

$$R_{L(\text{max})} = \frac{15 \text{ k}\Omega}{2} \left(\frac{15 \text{ V}}{12 \text{ V}} - 1 \right) = 1,88 \text{ k}\Omega$$

18.9 Avez-vous compris ? Reprendre la question 18.9 avec $R = 10 \text{ k}\Omega$.

18.9 Le contrôle automatique de gain

CAG signifie **contrôle automatique de gain**. Dans beaucoup d'applications, spécialement en radio et télévision, nous voulons que le gain en tension varie automatiquement lorsque le signal d'entrée varie. Spécifiquement, si le signal d'entrée augmente, le gain en tension doit diminuer. Par conséquent, la tension de sortie de l'amplificateur de tension reste à peu près constante. Une des raisons de la nécessité du CAG en radio ou télévision est d'éviter les changements de volume lors du réglage sur les différentes stations.

18.9.1 CAG audio

La figure 18.32 représente un montage CAG audio où Q_1 est un transistor JFET utilisé en résistance commandée par une tension. Pour les petits signaux, la tension drain est presque nulle et le JFET fonctionne en région ohmique avec une résistance AC r_{ds} fonction de la tension grille. Plus la tension grille devient négative, plus r_{ds} augmente ; avec le transistor 2N4861, r_{ds} varie de 100Ω à plus de $10 \text{ M}\Omega$.

La résistance R_3 et le transistor Q_1 fonctionnent en diviseur de tension dont la sortie évolue entre $0,001 v_{in}$ et v_{in} . Par conséquent, la tension sur l'entrée non inverseuse varie entre $0,001 v_{in}$ et v_{in} sur la gamme des 60 dB. La tension de sortie de l'ampli non inverseur est égale à cette tension multipliée par $(R_2/R_1 + 1)$.

D'après la figure 18.32, la tension de sortie est appliquée à la base du transistor Q_2 . Pour une valeur crête à crête inférieure à 1,4 V, Q_2 est bloqué car il n'a pas de polarisation. Dans ces conditions, le condensateur C_2 n'est pas chargé et la grille de Q_1 se trouve à une tension $-V_{EE}$ suffisante pour bloquer le JFET. Cela donne sur l'entrée non inverseuse de l'ampli op le signal maximal. Autrement dit, une tension d'entrée inférieure à $1,4 \text{ V}_{pp}$ fait fonctionner le circuit en amplificateur non inverseur avec le maximum de signal d'entrée.

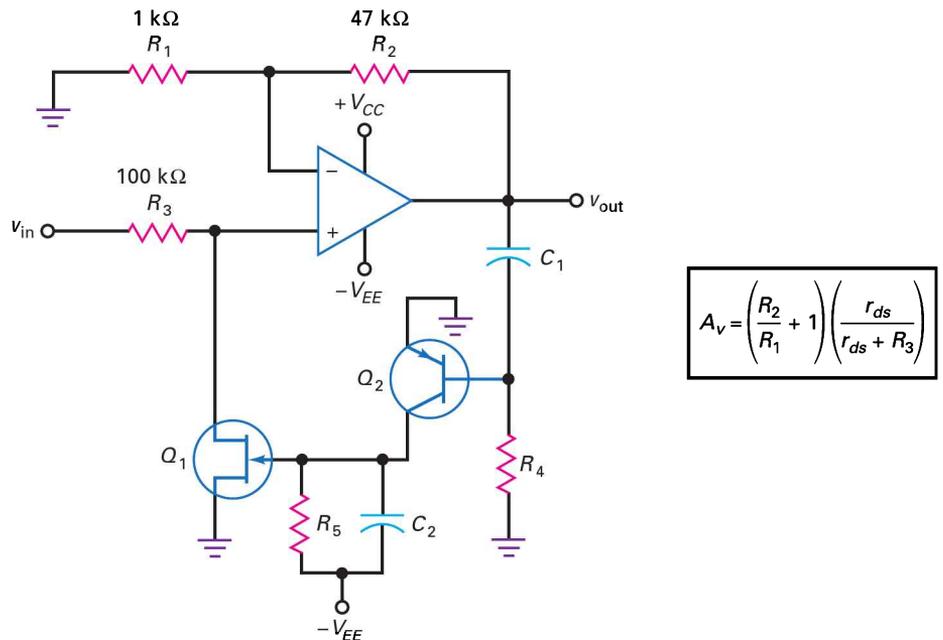


Figure 18.32
JFET en résistance commandée
en tension dans un montage
CAG.

Lorsque la valeur crête à crête de la tension de sortie est supérieure à 1,4 V, le transistor Q_2 conduit et charge le condensateur C_2 . Cela augmente la tension grille et donc diminue la résistance r_{ds} . Avec cette dernière plus petite, la sortie du diviseur constitué par R_3 et Q_1 diminue et il y a moins de tension appliquée sur l'entrée non inverseuse. En d'autres termes, le gain global du montage diminue quand la valeur crête à crête de la tension de sortie dépasse 1,4 V.

Plus la tension de sortie est importante, plus le gain est faible. La tension de sortie croît faiblement quand la tension d'entrée augmente fortement. En particulier, cela évite les brusques augmentations du signal de sortie et élimine la surcharge des haut-parleurs. En écoutant la radio, vous ne voulez pas qu'une augmentation imprévue du signal vous fracasse les oreilles. En résumé, même si la tension d'entrée du montage de la figure 18.32 varie dans une plage de 60 dB, la valeur crête à crête de la sortie dépasse à peine 1,4 V.

18.9.2 CAG vidéo faible niveau

Le signal de sortie d'une caméra de télévision possède des fréquences qui vont de 0 à bien au-delà de 4 MHz, cette gamme est appelée *fréquences vidéo*. La figure 18.33 illustre une technique classique de contrôle automatique de gain pour des fréquences s'élevant jusqu'à 10 MHz. Dans ce montage, le JFET se comporte en résistance commandée en tension. Quand la tension CAG est nulle, il est bloqué par la polarisation négative et sa résistance r_{ds} est maximale. Lorsque la tension CAG augmente, la résistance r_{ds} du JFET diminue.

La tension d'entrée de l'amplificateur inverseur provient du diviseur de tension formé par R_5 , R_6 et r_{ds} . Elle est donnée par :

$$v_A = \frac{R_6 + r_{ds}}{R_5 + R_6 + r_{ds}} v_{in}$$

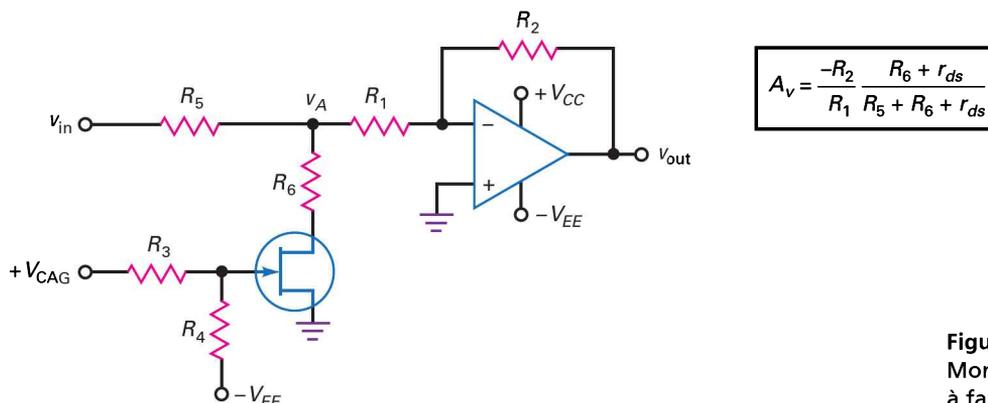


Figure 18.33
Montage CAG
à faible signal d'entrée.

Le gain de l'ampli inverseur est :

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

Le JFET est une résistance commandée en tension ; plus la tension CAG augmente en valeur positive, plus la résistance r_{ds} diminue et plus la tension appliquée sur l'entrée de l'ampli inverseur diminue. Cela entraîne un contrôle du gain en tension global du montage.

Avec un ampli op large bande, le montage fonctionne bien pour des signaux à l'entrée jusqu'à approximativement 100 mV. Au-delà de ce niveau, la résistance du JFET est fonction du signal d'entrée en plus de la tension de CAG. C'est un effet parasite car seule la tension de CAG doit intervenir dans le contrôle du gain global du montage.

18.9.3 CAG vidéo fort niveau

Pour les signaux vidéo de fort niveau, il est possible de remplacer le JFET par une association LED-photorésistance (figure 18.34). La valeur de la photorésistance R_7 diminue quand la quantité de lumière augmente. Donc, plus la tension CAG est importante, plus la résistance R_7 est faible. Comme précédemment, le diviseur de tension à l'entrée commande la tension arrivant sur l'amplificateur inverseur. Cette dernière est donnée par :

$$v_A = \frac{R_6 + R_7}{R_5 + R_6 + R_7} v_{in}$$

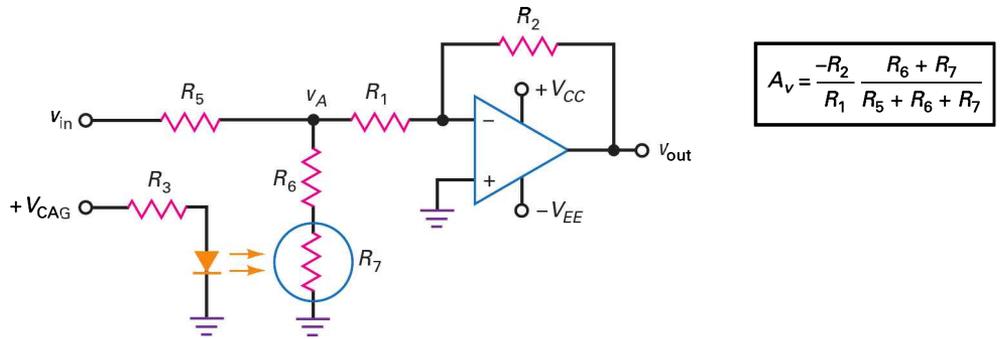


Figure 18.34
Montage CAG pour des signaux d'entrée forts.

Le circuit peut supporter des tensions d'entrée de fortes valeurs jusqu'à 10 V, car la valeur de la photorésistance est indépendante de la tension mais varie seulement en fonction de I_{CAG} . C'est donc une parfaite séparation entre la tension d'entrée v_{in} et la tension CAG.

Question 18.10

Si, sur la figure 18.32, r_{ds} varie de 50 Ω à 120 k Ω , quel est le gain en tension maximal ? Le gain minimal ?

Réponse Avec ces valeurs et les expressions de la figure 18.32, le gain en tension maximal est :

$$A_v = \left(\frac{47 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} + 1 \right) \frac{120 \text{ k}\Omega}{120 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega} = 26,2$$

Le gain en tension minimal est :

$$A_v = \left(\frac{47 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} + 1 \right) \frac{50 \text{ k}\Omega}{50 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega} = 0,024$$

18.10 Avez-vous compris ? À la question 18.10, à quelle valeur devrait tomber r_{ds} pour avoir un gain en tension de 1 ?

18.10 Fonctionnement à alimentation unique

L'utilisation des alimentations doubles est la méthode normale de fourniture d'énergie à l'ampli op. Mais ce n'est peut-être pas nécessaire ni désirable dans certaines applications. Cette partie traite des amplis inverseurs et non inverseurs fonctionnant avec une seule source de tension positive pour l'alimentation.

18.10.1 L'amplificateur inverseur

La figure 18.35 représente un amplificateur inverseur de tension, fonctionnant avec une seule alimentation, utilisable en régime AC. L'alimentation V_{EE} (broche 4) est à la masse, et un diviseur de tension applique la moitié de la tension d'alimentation V_{CC} sur l'entrée non inverseuse. L'entrée inverseuse a une tension de repos $+0,5V_{CC}$ à cause du court-circuit virtuel.

Dans le circuit équivalent DC, tous les condensateurs sont des circuits ouverts et le montage est un suiveur de tension ; il donne une tension de sortie égale à $+0,5V_{CC}$. Les décalages d'entrée sont minimisés par le gain en tension unité.

Dans le schéma équivalent AC, tous les condensateurs sont des courts-circuits et le montage est un ampli inverseur de gain en tension $-R_2/R_1$. La figure 18.35 donne les résultats de l'analyse du montage ainsi que les trois fréquences de coupure basses.

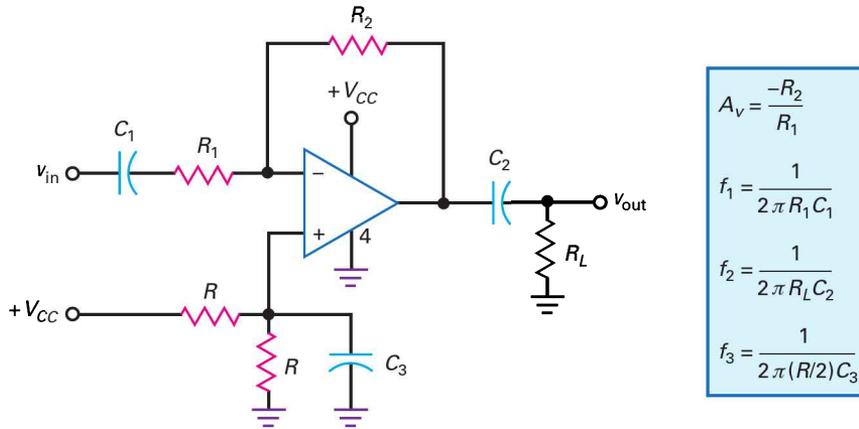


Figure 18.35
Ampli inverseur
à alimentation unique.

L'entrée non inverseuse possède un condensateur de découplage (figure 18.35), il diminue l'ondulation de l'alimentation et le bruit. Pour être efficace, la fréquence de coupure de ce circuit passe-bas doit être beaucoup plus faible que la fréquence de l'ondulation de l'alimentation. Pour calculer la valeur de cette fréquence de coupure, vous avez son expression sur la figure 18.35.

18.10.2 L'amplificateur non inverseur

Sur la figure 18.36, on utilise une seule alimentation positive. Pour obtenir la dynamique maximale (plus grande amplitude possible) de sortie, il faut polariser l'entrée non inverseuse à la moitié de la tension de l'alimentation, ce qui s'obtient facilement par un diviseur de tension avec des résistances égales. Il donne une tension continue égale à $+0,5V_{CC}$ sur l'entrée non inverseuse. À cause de la contre-réaction, l'entrée inverseuse est amenée à la même tension.

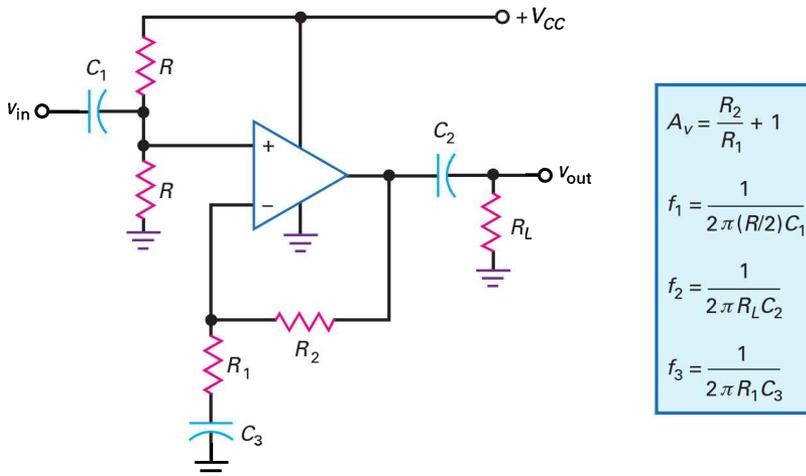


Figure 18.36
Ampli non inverseur
à alimentation unique.

Dans le circuit équivalent DC, tous les condensateurs sont des circuits ouverts et le montage présente un gain unité, ce qui minimise la tension de décalage à la sortie. La tension DC de sortie est $+0,5V_{CC}$, mais elle est isolée de la charge finale par le condensateur de liaison de sortie.

Dans le circuit équivalent AC, tous les condensateurs sont des courts-circuits. Quand un signal AC est appliqué sur le montage, un signal de sortie amplifié apparaît sur la résistance R_L . Dans le cas de l'emploi d'un ampli op pôle à pôle, la valeur crête à crête maximale de la tension de sortie est V_{CC} . La figure 18.36 donne les expressions des fréquences de coupure.

18.10.3 Les amplis op à alimentation unique

Les figures 18.35 et 18.36 montrent qu'il est possible d'utiliser des amplis op ordinaires avec une seule tension d'alimentation ; cependant, il existe certains amplis op qui sont optimisés pour ce type de fonctionnement. Par exemple, le CI LM324 est un quadruple ampli op qui élimine la nécessité d'une alimentation double. Il comporte quatre amplis op compensés en interne, dans le même boîtier, chacun ayant un gain boucle ouverte 100 dB, un courant de polarisation d'entrée 45 nA, un courant de décalage d'entrée 5 nA et une tension de décalage 2 mV. Il fonctionne avec une source de tension positive dont la valeur peut être comprise entre 3 V et 32 V. C'est pourquoi il est très utile en interface avec les circuits numériques qui fonctionnent avec une seule tension positive de 5 V.

Réviser

Résumé

18.1 Les amplificateurs inverseurs

Les amplis inverseurs étudiés dans ce paragraphe comprennent la sonde haute impédance (X10 et X1), l'ampli à liaison AC et le montage à bande passante ajustable.

18.2 Les amplificateurs non inverseurs

Les amplis non inverseurs étudiés dans ce paragraphe comprennent l'ampli à liaison AC, l'ampli de distribution audio, l'ampli de tension commuté par JFET et un montage donnant une tension de référence.

18.3 Les circuits inverseur/non inverseur

Les circuits étudiés dans ce paragraphe sont l'inverseur/non inverseur commutable, l'inverseur commutable par JFET, le changeur de signe, le circuit à gain ajustable et inversible et le déphaseur.

18.4 Les amplificateurs différentiels

Deux facteurs déterminent le CMRR global d'un amplificateur différentiel : le CMRR de chaque ampli op et

le CMRR des résistances accordées. Le signal d'entrée est généralement une petite tension différentielle et une forte tension mode commun provenant d'un pont de Wheatstone.

18.5 Les amplificateurs d'instrumentation

Un amplificateur d'instrumentation est un ampli différentiel optimisé avec un fort gain en tension, un taux de réjection mode commun important, de faibles décalages d'entrée, une faible dérive en température et une forte impédance d'entrée. Ils sont construits à partir de trois circuits à ampli op, en utilisant des amplis op de précision, ou à partir d'un ampli d'instrumentation intégré.

18.6 Les amplificateurs sommateurs

Les thèmes envisagés dans ce paragraphe sont le soustracteur, le sommateur des deux entrées, le moyenneur et le convertisseur CNA. Ce dernier est utilisé dans les multimètres numériques pour mesurer les tensions, les courants et les résistances.

18.7 Les amplificateurs de courant

Lorsque le courant sortie court-circuitée d'un ampli op est trop faible, une solution consiste à placer un amplificateur

de courant du côté de la sortie du montage. Classiquement, c'est un transistor dont le courant base vient de l'ampli op. Le courant sortie court-circuitée est alors multiplié par un facteur β .

18.8 Les sources de courant commandées en tension

On peut réaliser des sources de courant commandées par une tension d'entrée. Les charges peuvent être flottantes ou reliées à la masse. Le courant de charge peut être uni-ou bidirectionnel. La source de courant de Howland est une source de courant bidirectionnel commandée par une tension.

18.9 Le contrôle automatique de gain

Dans beaucoup d'applications, il faut un gain du système qui change automatiquement pour donner une tension de sortie presque constante. Dans les récepteurs de radio et de télévision, les dispositifs de CAG éliminent les brusques et violentes variations de son dans les haut-parleurs.

18.10 Fonctionnement à alimentation unique

Les amplis op fonctionnent normalement avec deux alimentations ; mais il existe certaines applications pour lesquelles une seule alimentation est préférable. Lorsqu'une liaison AC est nécessaire, les amplis à une seule alimentation sont faciles à implémenter en polarisant le côté sans signal de l'ampli op par une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation. Certains amplis op sont dédiés au fonctionnement avec une seule source de tension.

Relations

(18.3) Gain des circuits inverseurs/non inverseurs :

$$A_v = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{non})}$$

Voir les figures 18.8 à 18.13. Le gain total en tension est la somme des gains en tension des entrées inverseuses et non inverseuses. On utilise cela lorsque le signal d'entrée est appliqué aux deux entrées.

(18.5) Gain en tension mode commun :

$$A_{v(\text{MC})} = A_{v(\text{inv})} + A_{v(\text{non})}$$

Voir les figures 18.14, 18.15 et 18.18. C'est la même expression que (18.3) car c'est la superposition des gains.

(18.7) Gain total de l'entrée non inverseuse :

$$A_{v(\text{non})} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \left(\frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} \right)$$

Voir la figure 18.14. C'est le gain du côté non inverseur réduit par le coefficient du diviseur de tension.

(18.8) Gain mode commun pour $R_1 = R_2$:

$$A_{v(\text{MC})} = \pm 2 \frac{\Delta R}{R}$$

Voir les figures 18.15 et 18.18. C'est le gain mode commun venant de la tolérance des résistances quand les résistances de l'ampli diff sont égales et adaptées.

(18.11) Pont de Wheatstone :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Voir la figure 18.16a. C'est la relation d'équilibre du pont de Wheatstone.

(18.13) Pont de Wheatstone déséquilibré :

$$v_{\text{in}} \approx \frac{\Delta R}{4R} V_{\text{CC}}$$

Voir la figure 18.17. Cette relation est valable pour faibles variations de la résistance d'un capteur.

(18.16) Amplificateur d'instrumentation :

$$A_v = \frac{2R_2}{R_G} + 1$$

Voir les figures 18.18 et 18.20. C'est le gain en tension du premier étage dans un amplificateur d'instrumentation classique à trois amplis op.

(18.18) Conversion binaire-décimal :

$$\text{BIN} = (D_0 \times 2^0) + (D_1 \times 2^1) + (D_2 \times 2^2) + (D_3 \times 2^3)$$

(18.19) Tension de sortie échelle R/2R

$$V_{\text{out}} = - \left(\frac{\text{BIN}}{2^N} \right) \times 2V_{\text{ref}}$$

(18.21) Amplificateur de courant :

$$I_{\text{max}} = \beta_{\text{DC}} I_{\text{SC}}$$

Voir les figures 18.26 à 18.30. Le courant de court-circuit de l'ampli op est multiplié par le gain en courant du transistor entre l'ampli op et la charge.

(18.23) Sources de courant commandées en tension :

$$i_{\text{out}} = \frac{v_{\text{in}}}{R}$$

Voir les figures 18.28 à 18.31. Dans les sources de courant commandées en tension, une tension d'entrée est convertie en un courant de sortie constant.

S'entraîner

Auto-évaluation

1. Dans un circuit linéaire à ampli op :
 - a) les signaux sont toujours des sinusoïdes
 - b) l'ampli op ne doit pas aller à la saturation
 - c) l'impédance d'entrée est idéalement infinie
 - d) le produit gain-bande est constant
2. Dans un ampli AC utilisant un ampli op avec des condensateurs de liaison et de découplage, la tension de décalage à la sortie est :
 - a) nulle
 - b) minimale
 - c) maximale
 - d) inchangée
3. Pour utiliser un ampli op, il faut au moins :
 - a) une alimentation de tension
 - b) deux alimentations de tension
 - c) un condensateur de liaison
 - d) un condensateur de découplage
4. Dans une source de courant contrôlée à ampli op, le circuit fonctionne comme :
 - a) un amplificateur de tension
 - b) un convertisseur courant-tension
 - c) un convertisseur tension-courant
 - d) un amplificateur de courant
5. Un amplificateur d'instrumentation possède :
 - a) une forte impédance de sortie
 - b) un grand gain en puissance
 - c) un grand CMRR
 - d) une forte tension d'alimentation
6. L'amplificateur de courant placé à la sortie de l'ampli op multiplie le courant sortie court-circuitée de l'ampli op par :
 - a) $A_{v(CL)}$
 - b) β_{DC}
 - c) f_T
 - d) A_v
7. À partir d'une tension de référence +2,5 V, on peut obtenir une tension de référence +15 V grâce à :
 - a) un amplificateur inverseur
 - b) un amplificateur non inverseur
 - c) un amplificateur différentiel
 - d) un amplificateur d'instrumentation
8. Dans un amplificateur différentiel, le CMRR est principalement limité par :
 - a) le CMRR de l'ampli op
 - b) le produit gain-bande
 - c) les alimentations de tension
 - d) la tolérance des résistances
9. Le signal d'entrée d'un amplificateur d'instrumentation vient généralement d'un :
 - a) ampli inverseur
 - b) capteur
 - c) ampli diff
 - d) pont de Wheatstone
10. Dans l'amplificateur d'instrumentation classique à trois amplis op, le gain en tension différentiel est généralement donné par :
 - a) le premier étage
 - b) le second étage
 - c) la différence des transistors
 - d) l'ampli op de sortie
11. La commande de garde réduit :
 - a) le CMRR de l'amplificateur d'instrumentation
 - b) le courant de fuite du câble blindé
 - c) le gain en tension du premier étage
 - d) la tension d'entrée mode commun
12. Dans un circuit moyeneur, les résistances à l'entrée sont :
 - a) égales à la résistance de réaction
 - b) inférieures à la résistance de réaction
 - c) supérieures à la résistance de réaction
 - d) inégales
13. Un convertisseur CNA est une application d'un :
 - a) circuit à bande passante ajustable
 - b) ampli non inverseur
 - c) convertisseur tension-courant
 - d) ampli sommateur
14. Dans une source de courant commandée en tension :
 - a) un amplificateur de courant n'est jamais utilisé
 - b) la charge est toujours flottante
 - c) une source de courant constant alimente la charge
 - d) le courant dans la charge vaut I_{SC}
15. La source de courant de Howland donne :
 - a) un courant unidirectionnel dans une charge flottante
 - b) un courant bidirectionnel dans une charge reliée à la masse
 - c) un courant unidirectionnel dans une charge reliée à la masse
 - d) un courant bidirectionnel dans une charge flottante
16. Le but d'un CAG est :
 - a) d'augmenter le gain en tension quand le signal d'entrée augmente
 - b) de convertir une tension en courant
 - c) de garder une tension de sortie presque constante
 - d) de réduire le CMRR du circuit

17. Un ppm est équivalent à :
- a) 0,1 %
 - b) 0,01 %
 - c) 0,001 %
 - d) 0,0001 %
18. Un transducteur d'entrée convertit :
- a) une tension en courant
 - b) un courant en tension
 - c) une grandeur électrique en une grandeur non électrique
 - d) une grandeur non électrique en une grandeur électrique
19. Une thermistance convertit :
- a) la lumière en résistance
 - b) la température en résistance
 - c) la tension en son
 - d) le courant en tension
20. Quand on ajuste une résistance :
- a) on réalise un réglage fin
 - b) on réduit sa valeur
 - c) on augmente sa valeur
 - d) on fait un réglage grossier
21. Un convertisseur CNA avec quatre entrées donne à la sortie :
- a) deux valeurs
 - b) quatre valeurs
 - c) huit valeurs
 - d) seize valeurs
22. Un ampli op avec une sortie pôle à pôle :
- a) possède un amplificateur de courant
 - b) a sa sortie qui peut varier entre les valeurs de chaque alimentation
 - c) possède une grande impédance de sortie
 - d) ne peut pas être négatif
23. Quand un JFET est utilisé dans un circuit de CAG, il fonctionne en :
- a) interrupteur
 - b) source de courant commandée en tension
 - c) résistance commandée en tension
 - d) capacité
24. Si un ampli op a une seule alimentation de tension positive, sa sortie ne peut pas être :
- a) négative
 - b) nulle
 - c) égale à la tension d'alimentation
 - d) reliée dynamiquement

Exercices

18.1 Les amplificateurs inverseurs

- 18.1 Dans la sonde de la figure 18.1, $R_1 = 10 \text{ M}\Omega$; $R_2 = 20 \text{ M}\Omega$; $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$; $R_5 = 75 \text{ k}\Omega$.

Quelle est l'atténuation de la sonde pour chaque position du commutateur ?

- 18.2 Dans l'ampli inverseur à liaison AC de la figure 18.2, $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$; $R_f = 75 \text{ k}\Omega$; $R_L = 15 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 1 \mu\text{F}$; $C_2 = 4,7 \mu\text{F}$; $f_T = 1 \text{ MHz}$. Quel est le gain en tension de l'ampli dans la bande intermédiaire ? Que valent les fréquences de coupure la plus haute et la plus basse ?
- 18.3 Dans le montage à bande passante ajustable de la figure 18.3, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_f = 180 \text{ k}\Omega$. Si la résistance 100Ω est changée en 130Ω et si la résistance variable passe à $25 \text{ k}\Omega$, quel est le gain en tension ? Quelles sont la bande passante minimale et la bande passante maximale si $f_T = 1 \text{ MHz}$?
- 18.4 Que vaut la tension de sortie sur la figure 18.37 ? Quelles sont les bandes passantes minimale et maximale ? (On prend $f_T = 1 \text{ MHz}$.)

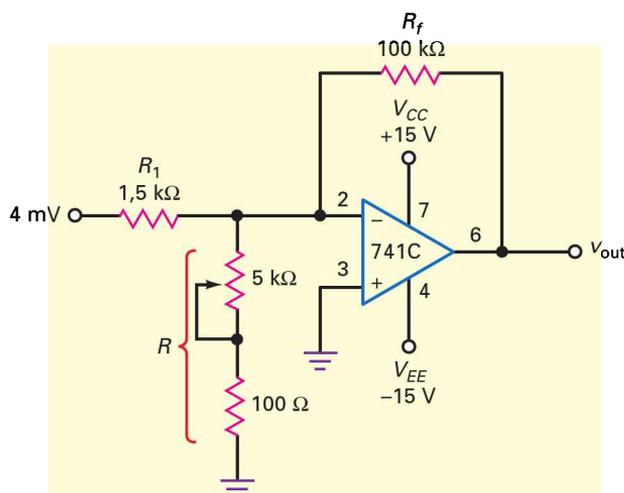


Figure 18.37

18.2 Les amplificateurs non inverseurs

- 18.5 Dans la figure 18.4, $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$; $R_f = 82 \text{ k}\Omega$; $R_L = 25 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 2,2 \mu\text{F}$; $C_2 = 4,7 \mu\text{F}$; $f_T = 3 \text{ MHz}$. Que vaut le gain en tension de l'ampli dans la bande intermédiaire ? Quelles sont les fréquences de coupure la plus haute et la plus basse ?
- 18.6 Quel est le gain en tension dans la bande intermédiaire sur la figure 18.38 ? Quelles sont les fréquences de coupure la plus haute et la plus basse ?
- 18.7 **III Multisim** Dans l'ampli de distribution de la figure 18.5 : $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$; $R_f = 100 \text{ k}\Omega$; $v_{in} = 10 \text{ mV}$. Que vaut la tension de sortie pour A, B et C ?

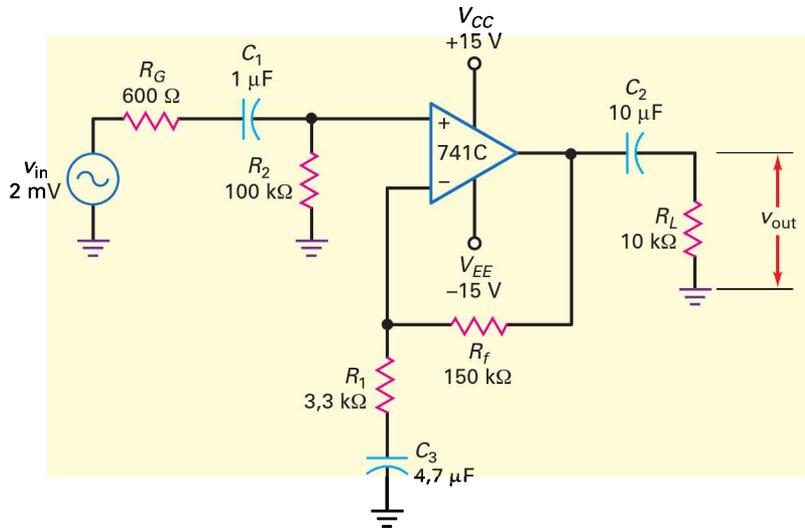


Figure 18.38

- 18.8** L'ampli commutable par JFET de la figure 18.6 possède les valeurs suivantes : $R_1 = 91 \text{ k}\Omega$; $R_f = 12 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Si $v_{in} = 2 \text{ mV}$, que vaut la tension de sortie quand la grille est au niveau bas ? Quand la grille est au niveau haut ?
- 18.9** Si $V_{GS(\text{off})} = -5 \text{ V}$, quelles sont les tensions de sortie minimale et maximale de la figure 18.39 ?

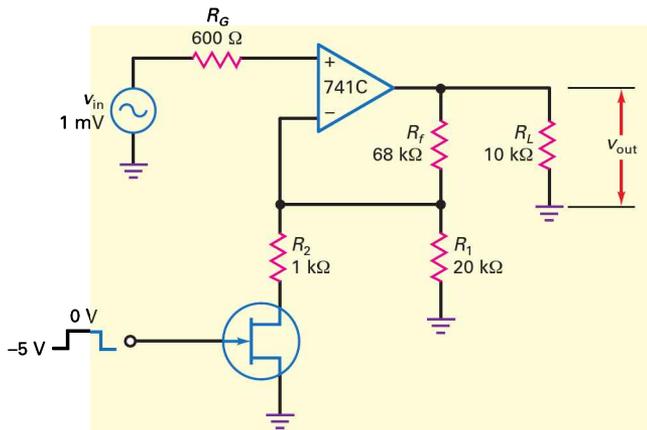


Figure 18.39

- 18.10** Dans la figure 18.7, le montage tension de référence présente les modifications suivantes : $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_f = 10 \text{ k}\Omega$. Quelle est la nouvelle tension de référence à la sortie ?
- 18.3 Les circuits inverseur/non inverseur**
- 18.11** Dans l'inverseur ajustable de la figure 18.10, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$. Quel est le gain positif maximal ? Quel est le gain négatif maximal ?

- 18.12** Que vaut le gain en tension sur la figure 18.11 quand le curseur est du côté de la masse ? Quand il est à une distance de 10 % de la masse ?
- 18.13** On utilise dans la figure 18.12 des résistances de précision. Si $R = 5 \text{ k}\Omega$, $nR = 75 \text{ k}\Omega$ et $nR/(n-1)R = 5,36 \text{ k}\Omega$, quels sont le gain maximal positif et le gain maximal négatif ?
- 18.14** Dans le déphaseur de la figure 18.13, $R' = 10 \text{ k}\Omega$, $R = 22 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,02 \mu\text{F}$. Quelle est la variation de phase pour des fréquences d'entrée égales à 100 Hz ? 1 kHz ? 10 kHz ?

18.4 Les amplificateurs différentiels

- 18.15** L'ampli différentiel de la figure 18.14 possède $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$. Quel est le gain en tension différentiel ? Le gain mode commun ? (Tolérance des résistances : $\pm 0,1 \%$.)
- 18.16** Sur la figure 18.15, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$. Quel est le gain en tension différentiel ? Le gain mode commun ? (Tolérance des résistances : $\pm 1 \%$.)
- 18.17** Dans le pont de Wheatstone de la figure 18.16, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$. Le pont est-il équilibré ?
- 18.18** Dans l'application classique représentée sur la figure 18.17, la résistance du capteur devient 985Ω ; quelle est la tension de sortie finale ?

18.5 Les amplificateurs d'instrumentation

- 18.19** Dans l'amplificateur d'instrumentation de la figure 18.18, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 99 \text{ k}\Omega$. Que vaut la tension de sortie si $v_{in} = 2 \text{ mV}$? Si on utilise trois amplis op OP-07A et si $R = 10 \text{ k}\Omega \pm 0,5 \%$, que vaut le CMRR de l'amplificateur d'instrumentation ?

18.20 Sur la figure 18.19, $v_{in(MC)} = 5 \text{ V}$. Si $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, quelle est la valeur de la tension de garde ?

18.21 La valeur de la résistance R_G passe à $1\,008 \Omega$ sur la figure 18.20. Quelle est la tension différentielle à la sortie si la tension différentielle d'entrée vaut 20 mV ?

18.6 Les amplificateurs sommateurs

18.22 Que vaut la tension de sortie dans la figure 18.21 si $R = 10 \text{ k}\Omega$, $v_1 = -50 \text{ mV}$ et $v_2 = -30 \text{ mV}$?

18.23 **||| Multisim** Dans le circuit sommateur de la figure 18.22, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$; $R_5 = 30 \text{ k}\Omega$; $R_f = 75 \text{ k}\Omega$. Quelle est la tension de sortie si $v_1 = 1 \text{ mV}$; $v_2 = 2 \text{ mV}$; $v_3 = 3 \text{ mV}$; $v_4 = 4 \text{ mV}$?

18.24 Le circuit moyenneur de la figure 18.23 possède $R = 10 \text{ k}\Omega$. Quelle est la sortie si $v_1 = 1,5 \text{ V}$, $v_2 = 2,5 \text{ V}$ et $v_3 = 4,0 \text{ V}$?

18.25 Le convertisseur CNA de la figure 18.24 a les entrées $v_0 = 5 \text{ V}$; $v_1 = 0$; $v_2 = 5 \text{ V}$; $v_3 = 0$. Que vaut la tension de sortie ?

18.26 À la figure 18.25, le nombre d'entrées binaires passe à 8 et de D_7 à D_0 on a 10100101. Déterminer la valeur décimale équivalente, BIN.

18.27 À la figure 18.25, le nombre d'entrées binaires passe à 8 et de D_7 à D_0 on a 01100110. Déterminer la tension de sortie.

18.28 À la figure 18.25, on a une tension de référence à l'entrée de $2,5 \text{ V}$. Déterminer la plus petite marche de la tension de sortie.

18.7 Les amplificateurs de courant

18.29 L'ampli non inverseur de la figure 18.40 possède un amplificateur de courant à la sortie. Quel est le gain

en tension du montage ? Si le transistor possède un gain en courant 100, quel est le courant sortie court-circuitée ?

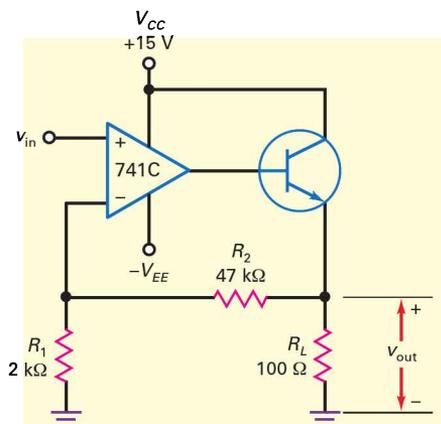


Figure 18.40

18.30 Quel est le gain en tension sur la figure 18.41 ? Si les transistors possèdent un gain en courant 125, quel est le courant sortie court-circuitée ?

18.8 Les sources de courant commandées en tension

18.31 Que vaut le courant de charge dans la figure 18.42a ? Quelle est la résistance maximale de charge utilisable sans saturation de l'ampli op ?

18.32 Calculez le courant de sortie dans la figure 18.42b. Déterminez aussi la résistance de charge maximale.

18.33 Si $R = 10 \text{ k}\Omega$ et $V_{CC} = 15 \text{ V}$ dans la source de courant commandée en tension de la figure 18.30, que vaut le courant de sortie pour une tension d'entrée 3 V ? Quelle est la résistance de charge maximale ?

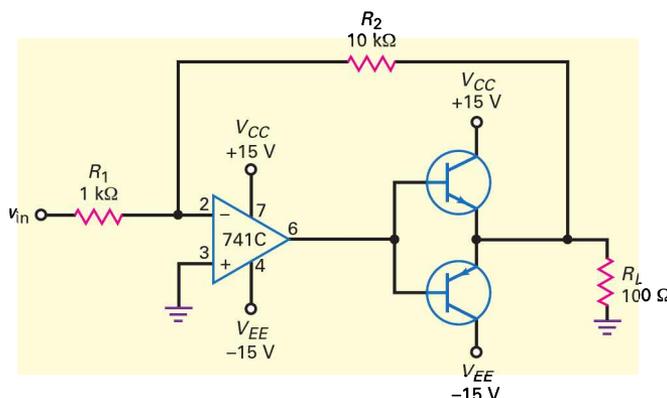


Figure 18.41

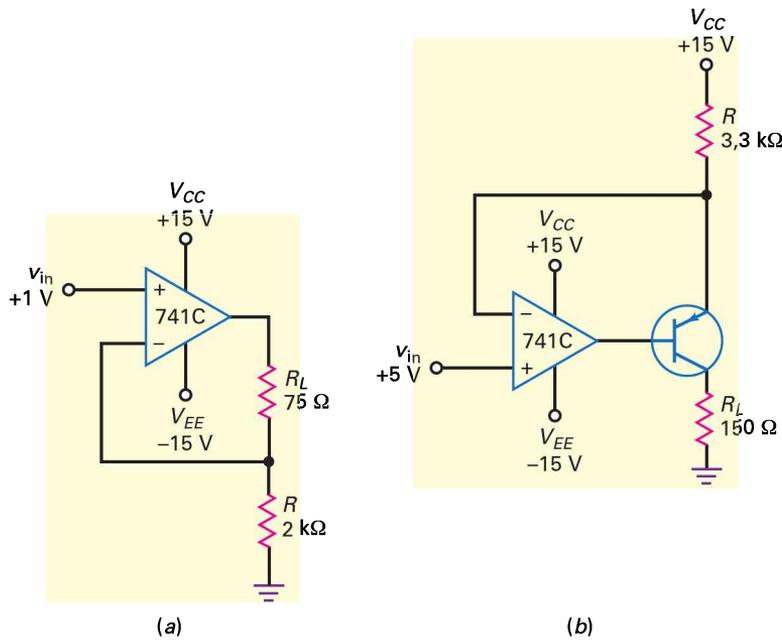


Figure 18.42

18.34 La source de courant de Howland de la figure 18.31 possède $R = 2 \text{ k}\Omega$ et $R_L = 500 \Omega$. Que vaut le courant de sortie si la tension d'entrée est égale à 6 V ? Quelle est la résistance de charge maximale utilisable si la tension d'entrée ne dépasse jamais $7,5 \text{ V}$? (Utilisez des tensions d'alimentation $\pm 15 \text{ V}$.)

18.9 Le contrôle automatique de gain

18.35 Dans le circuit CAG de la figure 18.32, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$. Si r_{ds} peut varier de 200Ω à $1 \text{ M}\Omega$, quel est le gain en tension minimal du montage ? Quel est le gain maximal ?

18.36 Le circuit CAG faible niveau de la figure 18.33 possède $R_1 = 5,1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 51 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 68 \text{ k}\Omega$; $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$. Si la résistance r_{ds} peut varier de 120Ω à $5 \text{ M}\Omega$, quel est le gain en tension minimal du montage ? Quel est le gain maximal ?

18.37 Le circuit CAG fort niveau de la figure 18.34 possède $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 75 \text{ k}\Omega$; $R_6 = 1,2 \text{ k}\Omega$. Si la résistance R_7 peut varier de 180Ω à $10 \text{ M}\Omega$, quel est le gain en tension minimal du montage ? Le gain maximal ?

18.38 Quel est le gain en tension de l'ampli inverseur à une seule alimentation de la figure 18.43 ? Quelles sont les trois fréquences de coupure basses ?

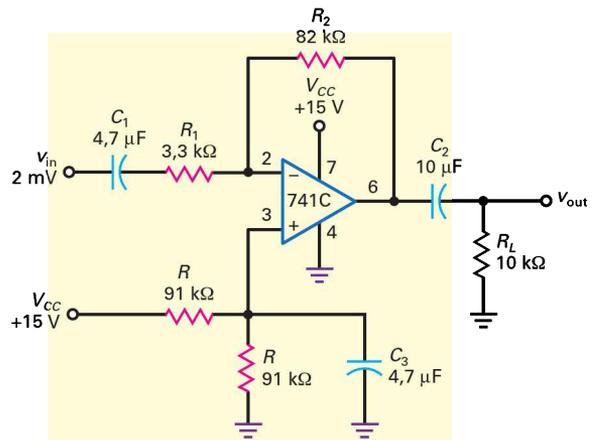


Figure 18.43

18.39 Dans l'ampli non inverseur à alimentation unique de la figure 18.36, $R = 68 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$; $R_L = 15 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 1 \mu\text{F}$; $C_2 = 2,2 \mu\text{F}$; $C_3 = 3,3 \mu\text{F}$. Quel est le gain en tension ? Quelles sont les trois fréquences de coupure basses ?

Approfondissement

18.40 Lors du passage entre deux positions du commutateur de la figure 18.8, il y a un temps très court pendant lequel le commutateur est ouvert. Que vaut la tension de sortie à ce moment ? Que proposez-vous pour prévenir ce qui arrive ?

- 18.41** Un ampli inverseur possède $R_i = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_f = 100 \text{ k}\Omega$. Si ces résistances ont une tolérance de $\pm 1 \%$, quel est le gain en tension maximal ? Le gain minimal ?
- 18.42** Quel est le gain en tension dans la bande intermédiaire du circuit de la figure 18.44 ?
- 18.43** Les transistors de la figure 18.41 ont un gain en courant statique $\beta_{DC} = 50$. Si la tension d'entrée vaut $0,5 \text{ V}$, quel est le courant base du transistor en conduction ?

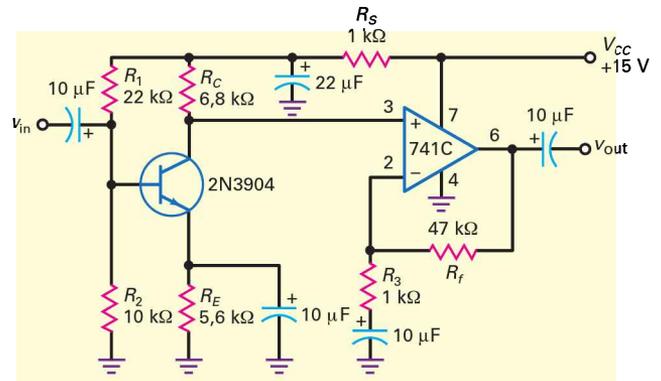
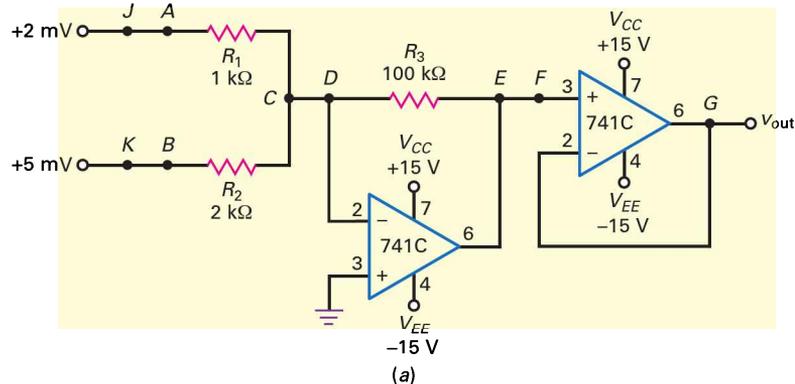


Figure 18.44

Grille de dépannage ||| Multisim

Utilisez la figure 18.45 pour les exercices qui suivent. Toutes les résistances peuvent être coupées ou court-circuitées. Toutes les connexions CD, EF, JA ou KB peuvent être coupées.

- 18.44** Trouvez d'où proviennent les pannes 1 à 3.
- 18.45** Trouvez d'où proviennent les pannes 4 à 6.
- 18.46** Trouvez d'où proviennent les pannes 7 à 10.



Dépannage

Panne	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F	V_G
OK	2	5	0	0	450	450	450
T1	2	5	0	0	450	0	0
T2	2	5	0	0	200	200	200
T3	2	5	2	2	-13,5 V	-13,5 V	-13,5 V
T4	2	0	0	0	200	200	200
T5	2	5	3	0	0	0	0
T6	0	5	0	0	250	250	250
T7	2	5	3	3	-13,5 V	-13,5 V	-13,5 V
T8	2	5	0	0	250	250	250
T9	2	5	0	0	0	0	0
T10	2	5	5	5	-13,5 V	-13,5 V	-13,5 V

(b)

Figure 18.45

Questions de débogage avec Multisim III Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC018-47** à **MTC18-51** et correspondent au circuit de la figure 18.45.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 18.47** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC18-47**.
- 18.48** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC18-48**.
- 18.49** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC18-49**.
- 18.50** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC18-50**.
- 18.51** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC18-51**.

Questions d'un recruteur

1. Dessinez le schéma d'un ampli inverseur lié en AC avec un gain en tension de 100. Expliquez la théorie du fonctionnement.
2. Dessinez le schéma d'un ampli diff réalisé à partir d'amplis op. Quels sont les facteurs qui déterminent le taux de réjection mode commun ?
3. Dessinez le schéma d'un ampli d'instrumentation classique à trois amplis op. Dites-moi ce que le premier étage fait des signaux différentiel et mode commun.
4. Pourquoi l'amplificateur d'instrumentation possède-t-il plus d'un étage ?
5. Vous avez conçu un montage simple à ampli op pour une application particulière. Durant vos premiers essais, vous trouvez que l'ampli op est très chaud au toucher. En supposant que le montage a été correctement expérimenté, quel est le problème le plus probable et qu'allez-vous faire pour le corriger ?
6. Expliquez l'utilité d'un ampli op dans une sonde haute impédance (X10 et X1).
7. Sur la figure 18.1, pourquoi la sonde voit-elle une forte impédance ? Expliquez comment calculer le gain en tension pour chaque position du commutateur.
8. Qu'est-ce qu'on peut dire de la sortie analogique d'un convertisseur CNA quand on la compare à l'entrée numérique ?

9. Vous voulez construire un montage à ampli op portable fonctionnant grâce à une pile 9 V avec un 741C. Comment allez-vous procéder ? Comment allez-vous modifier le montage si une réponse DC est demandée ?
10. Comment pouvez-vous augmenter le courant de sortie d'un ampli op ?
11. Pourquoi, dans le montage de la figure 18.27, n'y a-t-il pas de résistances ni de diodes de polarisation ?
12. En travaillant avec les amplis op, on entend souvent le terme *pôle* dans *amplificateur pôle à pôle*. Que signifie ce terme ?
13. Est-ce qu'un 741C peut fonctionner avec une seule alimentation en tension ? Si oui, expliquez les particularités du montage pour un amplificateur inverseur.

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | |
|-------|--------|--------|--------|
| 1. b) | 7. b) | 13. d) | 19. b) |
| 2. b) | 8. d) | 14. c) | 20. a) |
| 3. a) | 9. d) | 15. b) | 21. d) |
| 4. c) | 10. a) | 16. c) | 22. b) |
| 5. c) | 11. b) | 17. d) | 23. c) |
| 6. b) | 12. c) | 18. d) | 24. a) |

Avez-vous compris ?

- 18.2** $R_2 = 60 \text{ k}\Omega$.
- 18.3** $N = 7,5$; $nR = 1,154 \text{ k}\Omega$.
- 18.4** $A_v = 51$; $A_{v(\text{MC})} = 0,002$; $V_{\text{out}} = -510 \text{ mV}$; $V_{\text{out}(\text{MC})} = \pm 20 \text{ mV}$.
- 18.5** $A_{v1} = -1$; $A_{v2} = -0,5$; $A_{v3} = 1,06$; $A_{v4} = 0,798$.
- 18.6** Plus grand $V_{\text{out}} = -9,375 \text{ V}$; plus petit $V_{\text{out}} = -0,625 \text{ V}$.
- 18.7** $A_v = -27$; $z_{\text{out}(\text{CL})} = 0,021 \Omega$; $I_{\text{max}} = 2,5 \text{ A}$.
- 18.8** $i_{\text{out}} = 0,5 \text{ mA}$; $R_{L(\text{max})} = 1 \text{ k}\Omega$.
- 18.9** $i_{\text{out}} = -0,3 \text{ mA}$; $R_{L(\text{max})} = 1,25 \text{ k}\Omega$.
- 18.10** $r_{ds} = 2,13 \text{ k}\Omega$.

Les filtres actifs

Objectifs

- Commenter les cinq réponses fondamentales des filtres.
- Décrire les différences entre filtre passif et filtre actif.
- Différencier réponse rectangulaire de réponse approximative.
- Expliquer la terminologie des filtres, y compris passe-bande, coupe-bande, coupure, coefficient Q , ondulation et ordre.
- Déterminer l'ordre d'un filtre passif et l'ordre d'un filtre actif.
- Commenter les raisons pour lesquelles les filtres sont parfois en cascade et décrire les résultats.

Vocabulaire

Atténuation	Correcteur elliptique	Filtre passe-bande	Filtre Sallen-Key
Bande passante	Déphasage linéaire	Filtre passe-bas	passe-bas
Bande atténuée	Facteur	Filtre passe-haut	Fréquence de bord
Bande atténuée monotone	d'amortissement	Filtre passe-tout	Fréquence du pôle
Caractéristique de Bessel	Facteur d'échelle	Filtre passif	Moyenne géométrique
Caractéristique de Butterworth	fréquentielle (FEF)	Filtre quadratique du deuxième ordre	Ordre d'un filtre actif
Caractéristique de Chebyshev	Filtre actif	Filtre Sallen-Key à composants identiques	Ordre d'un filtre passif
Caractéristique de Chebyshev inverse	Filtre à bande étroite	Filtre Sallen-Key supprimeur du deuxième ordre	Pôles
	Filtre à large bande		Prédistorsion
	Filtre à réaction multiple (FRM)		Réseau correcteur de phase
	Filtre à variable d'état		Transition
	Filtre coupe-bande		

En quelques mots

Presque tous les systèmes de télécommunication utilisent des filtres. Un filtre passe une bande de fréquence tandis qu'il en atténue une autre. Un filtre peut être passif ou actif. Les **filtres passifs** sont réalisés avec des résistances, des inductances et des condensateurs. Ils sont généralement utilisés au-dessus de 1 MHz, ils n'ont pas de gain en puissance et sont relativement difficiles à accorder. Les **filtres actifs** sont réalisés avec des résistances, des condensateurs et des amplis op. Ils sont utiles au-dessous de 1 MHz, ils ont du gain en puissance et ils sont faciles à accorder. Les filtres peuvent séparer les signaux utiles des signaux parasites, éliminer des signaux d'interférences, augmenter la voix et la vidéo, ou donner d'autres modifications des signaux.

19.1 Réponses idéales

Ce chapitre propose un tour d'horizon d'un grand nombre de filtres actifs et passifs. Les paragraphes 19.1 à 19.4 donnent la terminologie de base et présentent des filtres du premier ordre, les sections suivantes donnent une analyse détaillée de filtres d'ordre supérieur.

La *réponse fréquentielle d'un filtre* est l'évolution de son gain en tension en fonction de la fréquence. Il existe cinq types de filtres : *passé-bas*, *passé-haut*, *passé-bande*, *coupe-bande* et *passé-tout*. Dans ce paragraphe, nous allons étudier la réponse fréquentielle idéale de chaque type de filtre. Les paragraphes suivants donnent les types de caractéristiques pour ces réponses idéales.

19.1.1 Filtre passé-bas

La figure 19.1 illustre la réponse fréquentielle idéale d'un **filtre passé-bas**. Elle est parfois nommée *réponse rectangulaire*. Un filtre passé-bas laisse passer toutes les fréquences de la fréquence nulle à la fréquence de coupure (fréquence critique) et atténue toutes les fréquences supérieures à cette fréquence.

Avec un filtre passé-bas, les fréquences comprises entre la fréquence nulle et la fréquence de coupure forment la **bande passante**. Les fréquences au-dessus de la fréquence de coupure forment la **bande atténuée**. La région de la chute entre la bande passante et la bande atténuée s'appelle **transition**. Un filtre passé-bas idéal présente une atténuation (perte de signal) nulle dans la bande passante, infinie dans la bande atténuée, et une transition verticale.

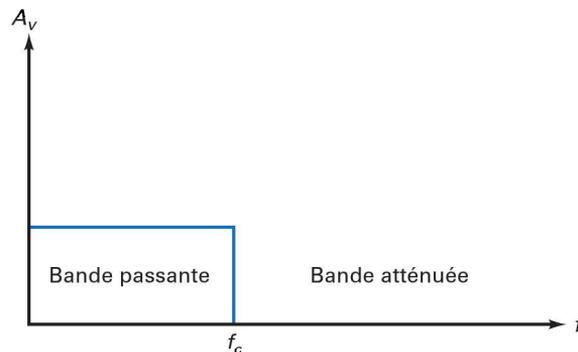


Figure 19.1
Réponse d'un filtre passé-bas idéal.

Autre remarque : le filtre passé-bas idéal donne un déphasage nul pour toutes les fréquences de sa bande passante. Ce déphasage nul est fondamental lorsque le signal n'est pas sinusoïdal. La forme d'un signal non sinusoïdal est conservée lorsqu'il traverse un filtre idéal qui ne déphase pas. En effet, si l'entrée est un signal rectangulaire, celui-ci possède une fréquence fondamentale et des harmoniques. Si le fondamental et tous les harmoniques significatifs (généralement les dix premiers) sont à l'intérieur de la bande passante, le signal de sortie présente approximativement une forme rectangulaire.

19.1.2 Filtre passé-haut

La figure 19.2 représente la réponse fréquentielle idéale d'un **filtre passé-haut**. Il atténue toutes les fréquences comprises entre la fréquence nulle et la fréquence de coupure et laisse passer toutes les fréquences supérieures à celle-ci.

Dans un filtre passe-haut, toutes les fréquences entre la fréquence nulle et la fréquence de coupure forment la bande atténuée. Les fréquences supérieures constituent la bande passante. Un filtre passe-haut idéal présente une atténuation infinie dans la bande atténuée, une atténuation nulle dans la bande passante et une transition verticale.

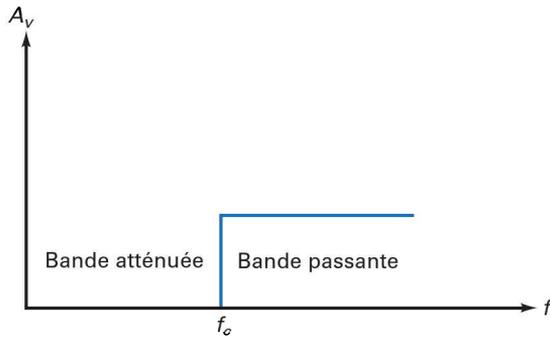


Figure 19.2
Réponse d'un filtre passe-haut idéal.

19.1.3 Filtre passe-bande

Un **filtre passe-bande** est utile dans les systèmes de communication électronique, tels que les récepteurs AM/FM, où seulement une gamme spécifique des fréquences doit être passée et les autres fréquences bloquées. Il est également utile pour s'accorder sur un signal radio ou télévision. En téléphonie, il sert à séparer les différentes conversations simultanées utilisant la même liaison.

La figure 19.3 représente la réponse idéale d'un filtre passe-bande. Une telle réponse rectangulaire atténue toutes les fréquences entre la fréquence nulle et la fréquence de coupure inférieure f_1 . Ensuite, elle laisse passer toutes les fréquences situées entre la fréquence de coupure inférieure et la fréquence de coupure supérieure f_2 . Finalement, elle atténue toutes les fréquences au-dessus de la fréquence de coupure supérieure.

Avec un filtre passe-bande, la bande passante comprend toutes les fréquences comprises entre les deux fréquences de coupure. Les fréquences au-dessous de la fréquence de coupure inférieure et celles au-dessus de la fréquence de coupure supérieure forment la bande atténuée. Un filtre passe-bande idéal présente une atténuation nulle dans la bande passante, une atténuation infinie dans la bande atténuée et deux transitions verticales.

La *largeur de bande* (notée BW) d'un filtre passe-bande est la différence entre sa fréquence de coupure supérieure et sa fréquence de coupure inférieure :

$$BW = f_2 - f_1 \quad (19.1)$$

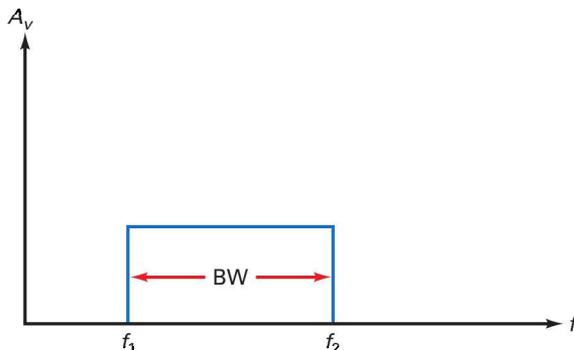


Figure 19.3
Réponse d'un filtre passe-bande idéal.

Bon à Savoir

Des filtres passe-bas et des filtres passe-haut passifs peuvent être combinés pour fournir soit du filtrage passe-bande ou du filtrage coupe-bande.

Par exemple, si les deux fréquences de coupure valent 450 kHz et 460 kHz, la largeur de bande est :

$$BW = 460 \text{ kHz} - 450 \text{ kHz} = 10 \text{ kHz}$$

Autre exemple : si les fréquences de coupure valent 300 Hz et 3 300 Hz, la largeur de bande est :

$$BW = 3\,300 \text{ Hz} - 300 \text{ Hz} = 3\,000 \text{ Hz}$$

La fréquence centrale, notée f_0 , est la **moyenne géométrique** des deux fréquences de coupure :

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (19.2)$$

Par exemple, une compagnie téléphonique utilise un filtre passe-bande dont les fréquences de coupure sont 300 Hz et 3 300 Hz pour séparer les conversations téléphoniques. La fréquence centrale de ce filtre vaut :

$$f_0 = \sqrt{(300 \text{ Hz})(3\,300 \text{ Hz})} = 995 \text{ Hz}$$

Pour éviter les interférences entre les conversations, la bande passante du filtre doit ressembler à celle de la réponse rectangulaire de la figure 19.3.

Le coefficient Q (coefficient de qualité, coefficient de surtension) d'un filtre passe-bande est égal à la fréquence centrale divisée par la largeur de bande :

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (19.3)$$

Exemple : si $f_0 = 200 \text{ kHz}$ et $BW = 40 \text{ kHz}$, alors $Q = 5$.

Si $Q > 10$, la *moyenne arithmétique* des fréquences de coupure donne une bonne approximation de la fréquence centrale :

$$f_0 \approx \frac{f_1 + f_2}{2}$$

Par exemple, dans un récepteur radio, les fréquences de coupure du filtre passe-bande (étage FI) sont 450 kHz et 460 kHz ; la fréquence centrale vaut approximativement :

$$f_0 \approx \frac{450 \text{ kHz} + 460 \text{ kHz}}{2} = 455 \text{ kHz}$$

Si $Q < 1$, le filtre passe-bande est un **filtre à large bande**. Si $Q > 1$, le filtre passe-bande est un **filtre à bande étroite**. Un filtre dont les fréquences de coupure sont 95 kHz et 105 kHz possède une largeur de bande égale à 10 kHz. C'est un filtre à bande étroite car le coefficient Q est de l'ordre de 10. Un filtre dont les fréquences de coupure sont 300 Hz et 3 300 Hz possède une fréquence centrale d'environ 1 000 Hz et une largeur de bande égale à 3 000 Hz. C'est un filtre à large bande car le coefficient Q est de l'ordre de 0,333.

19.1.4 Filtre coupe-bande

La figure 19.4 représente la réponse fréquentielle idéale d'un **filtre coupe-bande**. Il passe toutes les fréquences entre la fréquence nulle et la fréquence de coupure inférieure. Puis il atténue toutes les fréquences comprises entre les deux fréquences de coupure, l'inférieure et la supérieure. Enfin il passe toutes les fréquences au-dessus de la fréquence de coupure supérieure.

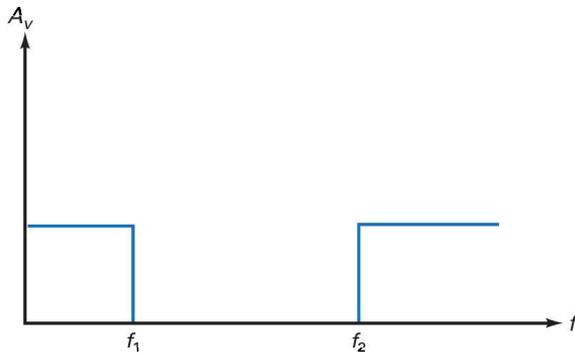


Figure 19.4
Réponse d'un filtre coupe-bande idéal.

Dans le filtre coupe-bande, la bande atténuée se situe entre les deux fréquences de coupure. Les fréquences au-dessous de la fréquence de coupure inférieure et au-dessus de la fréquence de coupure supérieure forment la bande passante. Un filtre coupe-bande idéal présente une atténuation nulle dans la bande passante, une atténuation infinie dans la bande atténuée et deux transitions verticales.

Les définitions de la largeur de bande, de la bande étroite et de la fréquence centrale restent les mêmes. En d'autres termes, pour un filtre coupe-bande, nous utilisons les relations (19.1) à (19.3) pour évaluer BW , f_0 et Q . Les filtres coupe-bande sont parfois appelés *filtres supprimeurs* car ils rejettent ou enlèvent toutes les fréquences de la bande atténuée.

19.1.5 Filtre passe-tout

La figure 19.5 montre la réponse fréquentielle d'un **filtre passe-tout** idéal. Il possède une bande passante et aucune bande atténuée. Il passe toutes les fréquences comprises entre la fréquence nulle et la fréquence infinie. Il peut sembler étrange d'appeler cela un filtre puisqu'il n'y a aucune atténuation pour aucune fréquence. Ce nom vient de son action sur la *phase* du signal qui le traverse. Le filtre passe-tout est employé pour produire un certain déphasage sur le signal filtré sans changer son amplitude.



Figure 19.5
Réponse d'un filtre passe-tout idéal.

La *réponse en phase d'un filtre* est l'évolution de son déphasage en fonction de la fréquence. Nous avons déjà vu que le filtre passe-bas présente un déphasage nul à toutes les fréquences. Par conséquent, un signal d'entrée non sinusoïdal garde la même forme en traversant un filtre passe-bas idéal, à condition que sa fréquence fondamentale et tous ses harmoniques significatifs soient dans la bande passante.

La réponse en phase d'un filtre passe-tout est différente de celle du filtre passe-bas idéal. Avec le filtre passe-tout, chaque fréquence est déphasée d'une certaine quantité en traversant le filtre. Par exemple, le déphaseur envisagé au

paragraphe 18.3 est un ampli op non inverseur avec une atténuation nulle et un déphasage à la sortie compris entre 0° et -180° . Le déphaseur est un exemple simple du filtre passe-tout, nous allons voir d'autres exemples plus compliqués produisant des déphasages importants.

19.2 Caractéristiques de réponse

Il est impossible de réaliser avec des filtres réels les réponses idéales envisagées précédemment, mais il existe cinq modèles de réponse utilisés comme compromis à la réponse idéale. Chacun de ces modèles offre un avantage que les autres n'ont pas. Celui qui est choisi par le concepteur dépend de ce qui est acceptable pour son application.

19.2.1 Atténuation

Atténuation signifie perte de signal. Avec une tension d'entrée constante, la tension de sortie à n'importe quelle fréquence divisée par la tension de sortie dans la bande intermédiaire donne la valeur de l'atténuation.

$$\text{Atténuation} = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{out}(\text{mid})}} \quad (19.3a)$$

Si la tension de sortie à une fréquence vaut 1 V et si cette tension dans la bande intermédiaire est 2 V, alors l'atténuation vaut :

$$\frac{1 \text{ V}}{2 \text{ V}} = 0,5$$

L'atténuation s'exprime généralement en décibels selon la relation suivante.

$$\text{Atténuation en dB} = -20 \log \text{ atténuation} \quad (19.3b)$$

La valeur en dB d'une atténuation égale à 0,5 est :

$$-20 \log 0,5 = 6 \text{ dB}$$

Le signe moins donne toujours une atténuation exprimée en décibels positive. L'atténuation utilise la tension de sortie dans la bande intermédiaire comme référence. Fondamentalement, nous comparons la tension de sortie à toutes les fréquences à la tension de sortie au milieu de la bande du filtre. Nous utiliserons le terme *atténuation* pour identifier l'atténuation en décibels, car elle s'exprime toujours en dB.

Par exemple, une atténuation de 3 dB signifie que la tension de sortie est égale à sa valeur dans la bande intermédiaire multipliée par 0,707. Une atténuation de 6 dB correspond à une multiplication par 0,5 ; 12 dB par 0,25 ; 20 dB par 0,1.

19.2.2 Atténuation dans la bande passante et dans la bande atténuée

Pour l'analyse et la conception des filtres, le filtre passe-bas est le *prototype* : c'est le circuit de base que l'on modifie pour obtenir d'autres montages. Classiquement, tout problème de filtre est converti en un problème de filtre passe-bas. Après la résolution, la solution est ensuite réadaptée au problème du filtre initial. Par

conséquent, nous allons nous focaliser sur le filtre passe-bas et ensuite étendre notre étude à d'autres types de filtres.

L'atténuation nulle dans la bande passante, l'atténuation infinie dans la bande atténuée et des transitions verticales donnent une caractéristique de réponse irréaliste. La figure 19.6 illustre les trois régions de la réponse d'un filtre passe-bas réel. Les fréquences de 0 à f_c constituent la bande passante, la bande atténuée comporte toutes les fréquences au-dessus de f_s . La région de transition se situe entre les fréquences f_c et f_s .

La figure 19.6 montre que la bande passante ne présente plus une atténuation nulle, mais cette dernière est comprise entre 0 et A_p . Par exemple, dans certaines applications, la bande passante peut avoir $A_p = 0,5$ dB. Nous avons transigé par rapport à la réponse idéale en acceptant une perte de 0,5 dB n'importe où dans la bande passante.

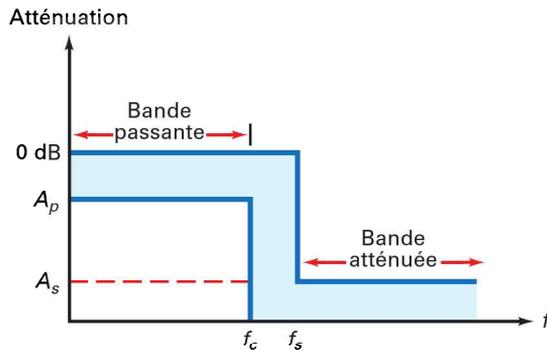


Figure 19.6
Réponse d'un passe-bas réel.

De même, la bande atténuée ne présente plus une atténuation infinie ; nous acceptons une atténuation comprise entre l'infini et A_s . Par exemple, dans une application donnée, $A_s = 60$ dB peut convenir. Cela signifie que nous acceptons une atténuation de 60 dB ou plus n'importe où dans la bande atténuée.

Sur la figure 19.6, la région de transition n'est plus verticale ; nous acceptons une chute (*roll-off*) qui n'est pas abrupte. La rapidité de la chute est imposée par les valeurs f_c , f_s , A_p et A_s . Par exemple, pour $f_c = 1$ kHz, $f_s = 2$ kHz, $A_p = 0,5$ dB et $A_s = 60$ dB, elle est de l'ordre de 60 dB par octave.

Les cinq caractéristiques de réponse que nous allons envisager sont un compromis entre la bande passante, la bande atténuée et la région de transition. Une caractéristique va privilégier l'horizontalité de la bande passante, la vitesse de la chute ou le déphasage.

Pour terminer, la fréquence la plus haute de la bande passante d'un filtre passe-bas est la *fréquence de coupure* (f_c). On la nomme parfois la **fréquence de bord** car elle est sur le bord de la bande passante. Dans certains filtres, l'atténuation à la fréquence de bord est inférieure à 3 dB. C'est pour cela que nous utiliserons la notation f_{3dB} pour la fréquence où l'atténuation est égale à 3 dB et f_c pour la fréquence de bord qui peut présenter une atténuation différente.

19.2.3 Ordre d'un filtre

L'**ordre d'un filtre passif** (symbolisé par n) est égal au nombre d'inductances et de condensateurs dans le filtre. Si un filtre passif contient deux inductances et deux condensateurs, nous avons $n = 4$; avec cinq inductances et cinq condensateurs, $n = 10$. Par conséquent, l'ordre indique la complexité du filtre : plus l'ordre est élevé, plus le filtre est compliqué.

L'ordre d'un filtre actif dépend du nombre de circuits RC (appelés **pôles**) qu'il contient. Dans un filtre actif contenant huit circuits RC, $n = 8$. Le décompte des circuits RC dans un filtre actif est généralement difficile. Nous utiliserons une méthode simple pour déterminer l'ordre d'un filtre actif :

$$n \approx \# \text{ condensateurs} \quad (19.4)$$

où le symbole # signifie « nombre de ». Par exemple, si un filtre actif contient 12 condensateurs, son ordre est égal à 12.

Vous pouvez vous aider de la relation (19.4) mais, en comptant les condensateurs plutôt que les circuits RC, des exceptions peuvent survenir. À part ces exceptions occasionnelles, la relation (19.4) est une méthode rapide et facile pour déterminer l'ordre ou le nombre de pôles d'un filtre actif.

19.2.4 La caractéristique de Butterworth

La **caractéristique de Butterworth** est parfois appelée *caractéristique à horizontalité maximale*, car l'atténuation est nulle dans la plus grande partie de la bande passante et atteint A_p à la fréquence de bord. Bien au-delà de cette fréquence, la réponse chute approximativement à la vitesse de 20 dB par décade où n est l'ordre du filtre.

$$\text{Chute} = 20n \text{ dB/décade} \quad (19.4a)$$

En octaves, la chute est :

$$\text{Chute} = 6n \text{ dB/octave} \quad (19.4b)$$

Par exemple, un filtre du premier ordre de Butterworth présente une chute égale à 20 dB/décade ou à 6 dB/octave, un filtre du quatrième ordre : 80 dB/décade ou 24 dB/octave, un filtre du neuvième ordre : 180 dB/décade ou 54 dB/octave, etc.

La figure 19.7 illustre la réponse d'un filtre passe-bas de Butterworth ayant les spécifications suivantes : $n = 6$; $A_p = 2,5 \text{ dB}$; $f_c = 1 \text{ kHz}$. Ces valeurs nous indiquent qu'il s'agit d'un sixième ordre ou d'un filtre à 6 pôles, avec une atténuation dans la bande passante égale à 2,5 dB et une fréquence de coupure égale à 1 kHz. Les nombres le long de l'axe des fréquences sur la figure 19.7 sont écrits sous la forme $2E3 = 2 \times 10^3 = 2\,000$. (Note : E veut dire « exposant ».)

Remarquez comme la réponse dans la bande passante est plate. La qualité essentielle du filtre de Butterworth est cette horizontalité de la réponse dans la bande passante. Son principal défaut est la chute relativement lente par rapport à d'autres types de caractéristiques.

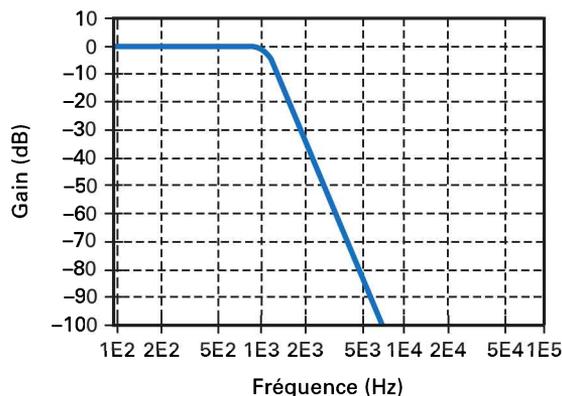


Figure 19.7
Réponse d'un filtre passe-bas de Butterworth.

19.2.5 La caractéristique de Chebyshev

Dans certaines applications, l'horizontalité de la réponse n'est pas importante. Dans ce cas, on peut préférer la **caractéristique de Chebyshev** car la chute dans la région de transition est plus rapide que celle de la caractéristique de Butterworth. Le prix à payer pour cette rapidité est l'apparition d'une ondulation dans la bande passante.

La figure 19.8a représente la réponse d'un filtre passe-bas de Chebyshev ayant les spécifications suivantes : $n = 6$; $A_p = 2,5$ dB ; $f_c = 1$ kHz. Ce sont les mêmes que celles de la caractéristique de Butterworth précédente. En comparant les figures 19.7 et 19.8a, nous voyons que le filtre de Chebyshev du même ordre possède une chute plus rapide dans la région de transition. Par conséquent, l'atténuation du filtre de Chebyshev est toujours supérieure à celle du filtre de Butterworth du même ordre.

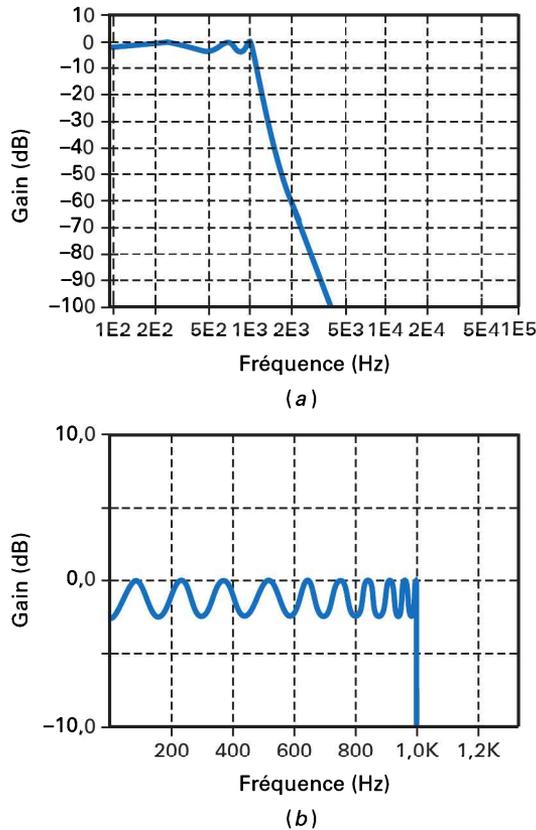


Figure 19.8
(a) Réponse d'un filtre passe-bas de Chebyshev ;
(b) vue agrandie de la bande passante.

Pour le filtre de Chebyshev, le nombre des ondulations dans la bande passante est égal à la moitié de l'ordre du filtre :

$$\# \text{ ondulations} = \frac{n}{2} \quad (19.5)$$

Pour un filtre d'ordre 10, il y a 5 ondulations ; pour un filtre d'ordre 15, il y en a 7,5. La figure 19.8b représente l'agrandissement de la bande passante pour un filtre d'ordre 20 de Chebyshev ; il y a 10 ondulations dans la bande passante.

Sur cette figure, les ondulations ont la même amplitude crête à crête ; c'est la raison pour laquelle la caractéristique de Chebyshev est parfois nommée *caractéristique à ondulation constante*. Généralement, un concepteur choisit une profondeur d'ondulation comprise entre 0,1 dB et 3 dB selon les contraintes de son application.

19.2.6 La caractéristique de Chebyshev inverse

Lorsqu'on a besoin de disposer d'une réponse dans la bande passante plate et d'une augmentation de l'atténuation rapide, le concepteur peut utiliser la **caractéristique de Chebyshev inverse**. Elle présente une bande passante plate et une bande atténuée ondulée. La rapidité de la croissance de l'atténuation dans la zone de transition est comparable à celle des filtres de Chebyshev.

La figure 19.9 donne la forme de la réponse d'un filtre passe-bas de Chebyshev inverse ayant les spécifications suivantes : $n = 6$; $A_p = 2,5 \text{ dB}$; $f_c = 1 \text{ kHz}$. La comparaison entre la figure 19.9 et les figures 19.7 et 19.8a montre bien que ce filtre possède une bande passante plate, une chute rapide et une bande atténuée ondulée.

Monotone signifie que la bande atténuée ne présente pas d'ondulation. Dans les caractéristiques précédentes, les filtres de Butterworth et de Chebyshev ont des bandes atténuées monotones, celle du filtre de Chebyshev inverse est ondulée.

Pour le filtre de Chebyshev inverse, le concepteur indique l'atténuation minimale acceptable dans la bande atténuée car les ondulations peuvent atteindre cette valeur. Par exemple, sur la figure 19.9, l'atténuation annoncée du filtre est 60 dB ; les ondulations approchent ce niveau à différentes fréquences dans la bande atténuée.

La forme peu courante de la bande atténuée dans la figure 19.9 vient de la présence de composants qui annulent la réponse à certaines fréquences de cette bande atténuée. Autrement dit, il existe des fréquences de la bande atténuée pour lesquelles l'atténuation approche l'infini.

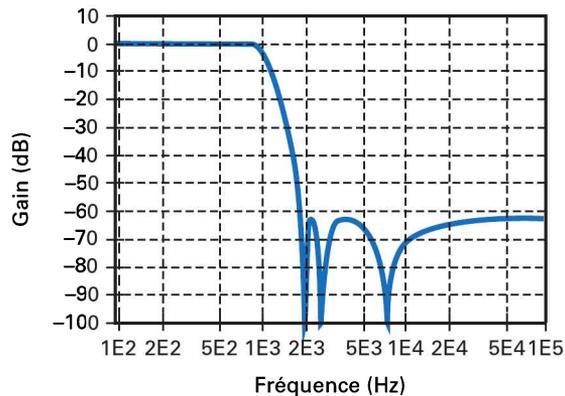


Figure 19.9
Réponse d'un filtre passe-bas de Chebyshev inverse.

19.2.7 La caractéristique elliptique

Certaines applications demandent une atténuation qui augmente le plus rapidement possible dans la zone de transition. Si une bande passante et une bande atténuée ondulées sont acceptables, le concepteur peut choisir la **caractéristique elliptique**. Connue aussi sous le nom de *filtre de Cauer*, elle optimise le passage entre bande passante et bande atténuée dans la zone de transition.

La figure 19.10 montre la réponse d'un filtre passe-bas elliptique avec les mêmes spécifications que les précédents : $n = 6$; $A_p = 2,5 \text{ dB}$; $f_c = 1 \text{ kHz}$. La réponse de ce filtre présente une bande passante avec une ondulation, une chute très rapide et une bande atténuée avec une ondulation. Après la cassure, à la fréquence de bord, la chute initiale est très rapide, ensuite plus douce vers le milieu de la transition, pour redevenir très rapide vers la fin. Pour tout filtre complexe de spécifications imposées, la caractéristique elliptique présente toujours l'ordre le plus faible. Elle donne la réalisation la plus efficace.

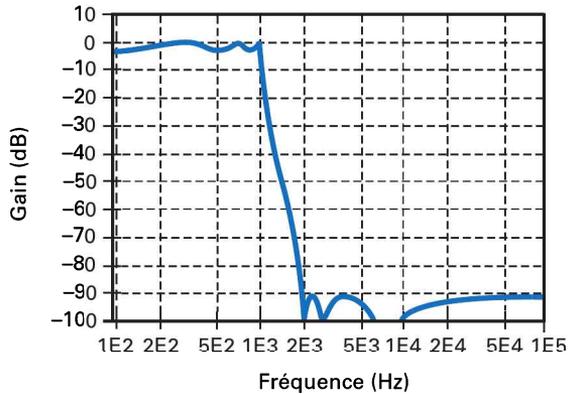


Figure 19.10
Réponse d'un filtre elliptique.

Par exemple, pour les spécifications suivantes : $A_p = 0,5 \text{ dB}$; $f_c = 1 \text{ kHz}$; $A_s = 60 \text{ dB}$; $f_s = 1,5 \text{ kHz}$, voici le nombre de pôles nécessaires selon les différentes caractéristiques de réponse : Butterworth (20), Chebyshev (9), Chebyshev inverse (9) et elliptique (6). C'est le filtre elliptique qui demande le moins de condensateurs, ce qui traduit la plus grande simplicité du montage.

19.2.8 La caractéristique de Bessel

La **caractéristique de Bessel** possède une bande passante plate et une bande atténuée monotone semblables à celles de la caractéristique de Butterworth. Mais pour un filtre du même ordre, la chute dans la région de transition du filtre de Bessel est moins rapide que celle du filtre de Butterworth.

La figure 19.11a représente la réponse d'un filtre passe-bas de Bessel toujours avec les mêmes spécifications : $n = 6$; $A_p = 2,5 \text{ dB}$; $f_c = 1 \text{ kHz}$. Remarquez la bande passante plate, la bande atténuée monotone et la relative lenteur de la chute. Pour tout filtre complexe de spécifications imposées, la caractéristique de Bessel présente toujours la chute la plus lente. Elle donne l'ordre le plus élevé ; par conséquent, la complexité la plus grande.

Pourquoi l'ordre du filtre de Bessel est-il le plus grand pour les mêmes spécifications ? Parce que les filtres de Butterworth, de Chebyshev, de Chebyshev inverse, et elliptique sont tous optimisés pour la réponse en fréquence uniquement. Avec eux, aucune possibilité de contrôle de la phase du signal de sortie. Par contre, les filtres de Bessel sont optimisés pour donner un **déphasage linéaire** en fonction de la fréquence. Autrement dit, ils échangent de la rapidité de chute contre la linéarité du déphasage.

Pourquoi s'ennuyer avec un déphasage linéaire ? Rappelons-nous la discussion précédente sur le filtre passe-bas idéal. Une de ses propriétés idéales est un déphasage nul. C'est intéressant car la forme d'un signal non sinusoïdal est conservée lors de son passage dans le filtre. Avec un filtre de Bessel, nous n'avons pas un déphasage nul, mais nous obtenons une réponse en phase linéaire. Elle présente une augmentation linéaire du déphasage en fonction de la fréquence.

La figure 19.11b illustre la réponse en phase d'un filtre de Bessel avec $n = 6$; $A_p = 2,5 \text{ dB}$; $f_c = 1 \text{ kHz}$. Nous observons une réponse en phase linéaire : le déphasage vaut environ 14° à 100 Hz ; 28° à 200 Hz ; 42° à 400 Hz ; etc. Cette linéarité existe dans toute la bande passante et parfois au-delà. Aux hautes fréquences, la réponse devient non linéaire, mais cela importe peu car ce qui compte, c'est la linéarité pour toutes les fréquences dans la bande passante.

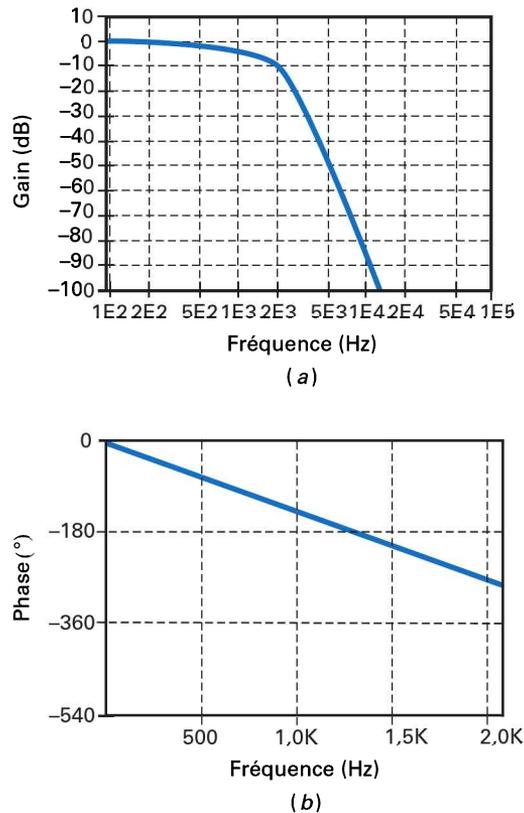


Figure 19.11
 (a) Réponse fréquentielle d'un filtre de Bessel ;
 (b) réponse en phase d'un filtre de Bessel aux basses fréquences.

Pour un signal non sinusoïdal à l'entrée, cette linéarité impose au fondamental et aux harmoniques un déphasage linéaire lors du passage dans le filtre. Cela provoque une forme du signal de sortie identique à la forme du signal d'entrée.

La qualité essentielle des filtres de Bessel est de donner la distortion minimale sur les signaux non sinusoïdaux. La réponse temporelle du filtre à un échelon de tension est une méthode simple pour mesurer ce type de distortion. On applique un échelon de tension à l'entrée et on observe la sortie avec un oscilloscope. Le filtre de Bessel présente la meilleure réponse de tous les filtres.

Les figures 19.12a à 19.12c illustrent les différentes réponses temporelles pour un filtre passe-bas avec $A_p = 3$ dB ; $f_c = 1$ kHz ; $n = 10$. Remarquez les rebonds successifs et ensuite la stabilisation sur le niveau final 1 V du filtre de Butterworth (figure 19.12a). Cette réponse à un échelon est acceptable dans certaines applications, mais elle n'est pas idéale. La réponse temporelle d'un filtre de Chebyshev (figure 19.12b) est pire encore, elle rebondit et traverse de nombreuses fois le niveau final avant de s'y stabiliser. Une telle réponse est loin d'être idéale et elle n'est pas acceptable dans certaines applications. La réponse à un échelon d'un filtre de Chebyshev inverse est semblable à celle du filtre de Butterworth car toutes deux sont aplaties au maximum dans la bande passante. La réponse temporelle du filtre elliptique est semblable à celle du filtre de Chebyshev car ces deux types de filtres ont des bandes passantes ondulées.

La figure 19.12c représente la réponse temporelle d'un filtre de Bessel à un échelon de tension. C'est presque la reproduction parfaite du signal d'entrée, le temps de montée étant la seule différence. La réponse temporelle d'un filtre de Bessel ne présente pas de rebonds. Pour les données numériques, composées d'échelons de tension positifs et négatifs, une réponse propre comme celle de la figure 19.12c

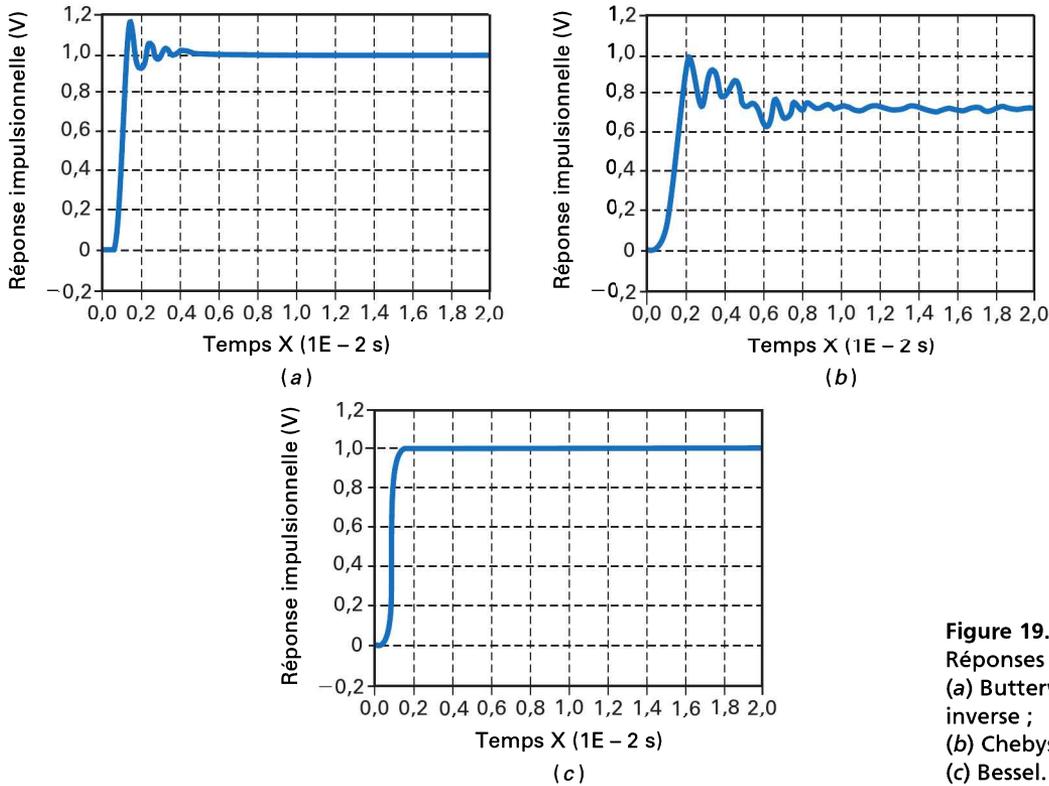


Figure 19.12
Réponses temporelles.
(a) Butterworth et Chebyshev inverse ;
(b) Chebyshev et elliptique ;
(c) Bessel.

est préférable à celles distordues des figures 19.12a et 19.12b. C'est pour cette raison que le filtre de Bessel est utilisé dans les systèmes de télécommunications numériques.

Une réponse en phase linéaire implique un *temps de retard constant*, ce qui signifie que toutes les fréquences de la bande passante subissent le même décalage temporel en traversant le filtre. Le temps mis par un signal pour traverser un filtre dépend de l'ordre du filtre. Pour tous les filtres, cette durée varie avec la fréquence, sauf pour les filtres de Bessel où elle est identique à toutes les fréquences de la bande passante.

La figure 19.13a montre le temps de retard d'un filtre elliptique ayant les spécifications suivantes : $A_p = 3$ dB ; $f_c = 1$ kHz ; $n = 10$. Remarquez ses variations en fonction de la fréquence. La figure 19.13b illustre le temps de retard d'un filtre

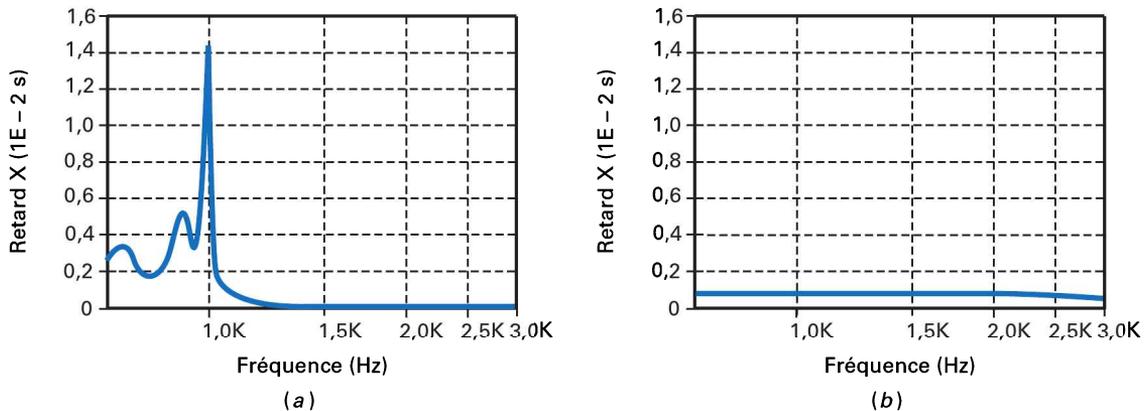


Figure 19.13 Temps de retard. (a) Elliptique ; (b) Bessel.

de Bessel. Notez sa constance dans la bande passante et au-delà. C'est pour cette raison que le filtre de Bessel est appelé *filtre à retard le plus constant*. Un temps de retard constant implique un déphasage linéaire, et réciproquement.

19.2.9 Chute de la réponse pour chaque caractéristique

La chute de la réponse fréquentielle d'un filtre de Butterworth est résumée par les relations (19.4a) et (19.4b) :

$$\text{Chute} = 20n \text{ dB/décade}$$

$$\text{Chute} = 6n \text{ dB/octave}$$

Les caractéristiques de Chebyshev, de Chebyshev inverse et elliptique possèdent des chutes plus rapides dans la région de transition, alors que la caractéristique de Bessel présente la chute la plus lente.

Les équations des chutes dans les caractéristiques des filtres ne sont pas simples, excepté pour les filtres de Butterworth. Elles sont non linéaires et elles dépendent de l'ordre, de l'amplitude de l'ondulation et d'autres facteurs. Mais si nous ne pouvons pas donner les expressions des chutes, nous pouvons les comparer dans la région de transition.

L'encart *À retenir* 19.1 donne les atténuations pour $n = 6$ et $A_p = 3 \text{ dB}$. Les filtres sont classés selon leur atténuation à une octave au-dessus de la fréquence de coupure. Le filtre de Bessel possède la chute la plus lente, le filtre de Butterworth vient juste après, etc. Tous les filtres avec une bande passante ou une bande atténuée ondulée ont des transitions plus rapides que les filtres de Bessel et de Butterworth qui possèdent des réponses plates.

À RETENIR 19.1 – Atténuation pour les caractéristiques du sixième ordre

Type	f_c (dB)	$2f_c$ (dB)
Bessel	3	14
Butterworth	3	36
Chebyshev	3	63
Chebyshev inverse	3	63
Elliptique	3	93

19.2.10 Autres types de filtres

La plupart des considérations précédentes concernent les filtres passe-haut, passe-bande et coupe-bande. La forme des caractéristiques des filtres passe-haut est quasiment symétrique de celle des filtres passe-bas. La figure 19.14 représente la réponse d'un filtre passe-haut de Butterworth pour $n = 6$; $A_p = 2,5 \text{ dB}$; $f_c = 1 \text{ kHz}$. C'est quasiment l'image dans un miroir de la réponse du filtre passe-bas envisagé précédemment (figure 19.11a). Les réponses des filtres passe-haut de Chebyshev, de Chebyshev inverse, elliptique et de Bessel sont aussi les images de celles des filtres correspondants passe-bas.

Les réponses des filtres passe-bande sont différentes. Voici les spécifications pour les exemples à venir : $n = 12$; $A_p = 3 \text{ dB}$; $f_0 = 1 \text{ kHz}$; $\text{BW} = 3 \text{ kHz}$. La figure 19.15a représente la réponse de Butterworth. Comme prévu, la bande passante est extrêmement plate et la bande atténuée est monotone.

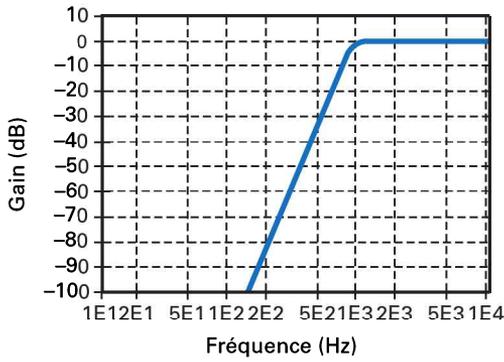


Figure 19.14
Réponse d'un filtre passe-haut de Butterworth.

La réponse de Chebyshev sur la figure 19.15*b* montre une bande passante ondulée et une bande atténuée monotone. Il y a six ondulations dans la bande passante, ce qui est en accord avec la relation (19.5).

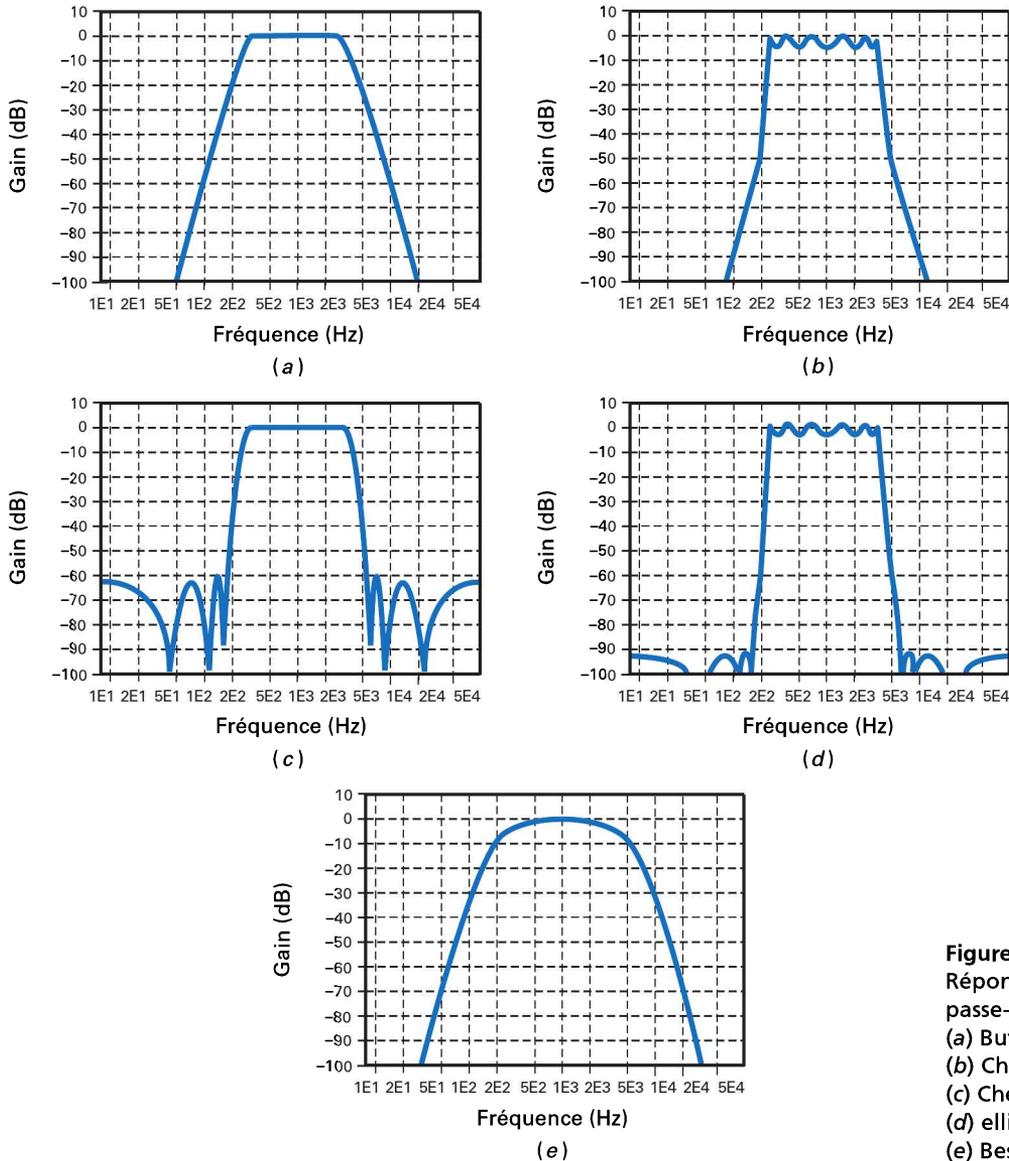


Figure 19.15
Réponses des filtres passe-bande.
(a) Butterworth ;
(b) Chebyshev ;
(c) Chebyshev inverse ;
(d) elliptique ;
(e) Bessel.

La figure 19.15c montre la réponse de Chebyshev inverse où la bande passante est plate et la bande atténuée ondulée. La figure 19.15d concerne la réponse elliptique avec sa bande passante et sa bande atténuée ondulées. Finalement, la réponse de Bessel du filtre passe-bande se trouve représentée sur la figure 19.15e.

Les réponses des filtres coupe-bande sont les opposées des réponses des filtres passe-bande. Voici les réponses des filtres coupe-bande pour $n = 12$; $A_p = 3$ dB ; $f_0 = 1$ kHz ; $BW = 3$ kHz. La figure 19.16a représente la réponse de Butterworth. Comme prévu, la bande passante est extrêmement plate et la bande atténuée est monotone. La réponse de Chebyshev sur la figure 19.16b montre une bande passante ondulée et une bande atténuée monotone. La figure 19.16c montre la réponse de Chebyshev inverse où la bande passante est plate et la bande atténuée ondulée. La figure 19.16d concerne la réponse elliptique avec sa bande passante et sa bande atténuée ondulées. Finalement, la réponse de Bessel du filtre coupe-bande se trouve sur la figure 19.16e.

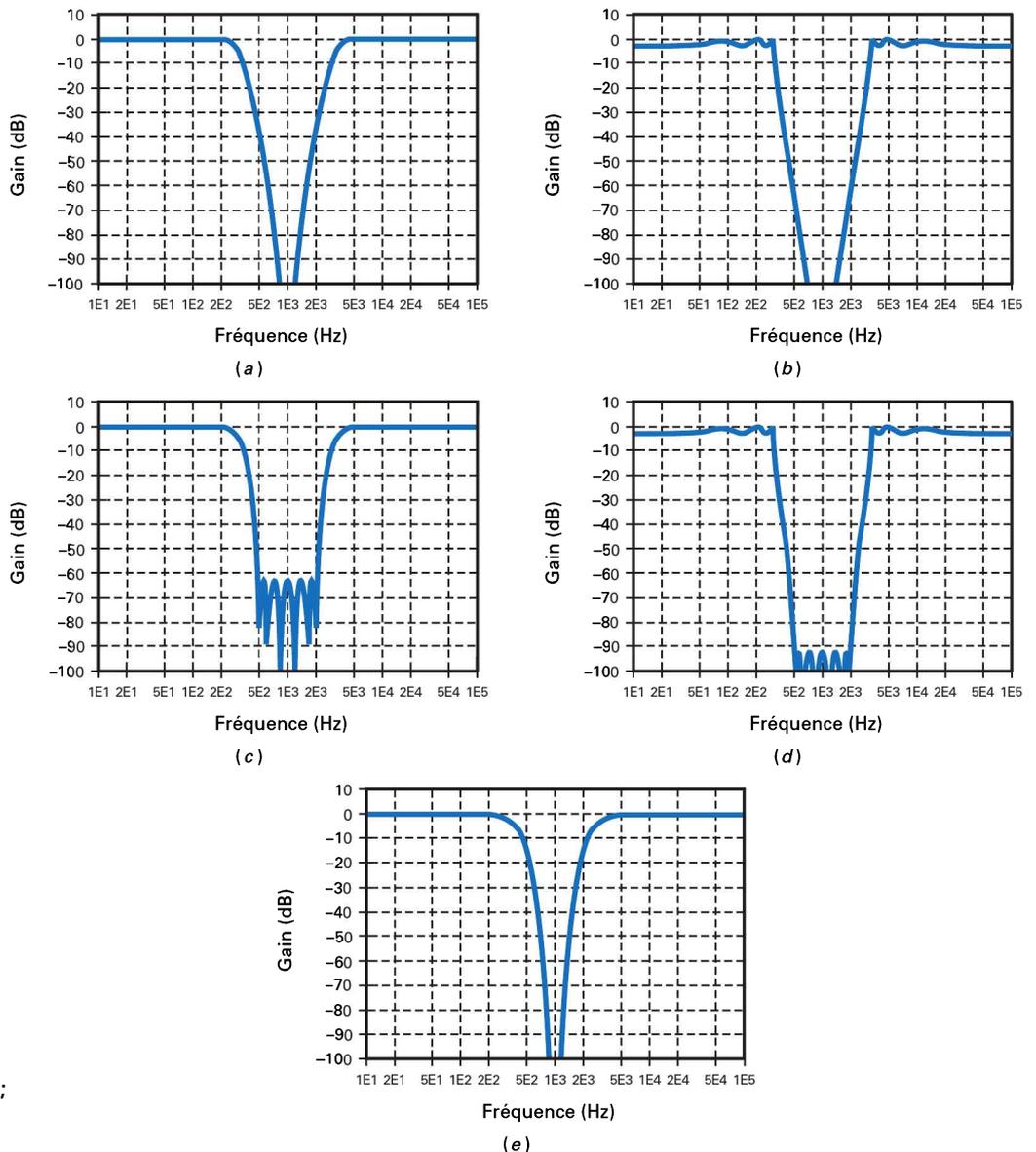


Figure 19.16
Réponses des filtres
coupe-bande.
(a) Butterworth ;
(b) Chebyshev ;
(c) Chebyshev inverse ;
(d) elliptique ;
(e) Bessel.

19.2.11 Conclusion

L'encart *À retenir* 19.2 résume les cinq caractéristiques de réponse utilisées dans la conception des filtres. Chacune possède ses avantages et ses inconvénients. Pour une bande passante plate, les filtres de Butterworth et de Chebyshev inverse sont tout naturellement désignés, la vitesse de la chute de la réponse et d'autres considérations de conception déterminent le choix final.

Si une bande passante ondulée est acceptable, les filtres de Chebyshev et elliptiques sont les meilleurs. De nouveau, la vitesse de la chute de la réponse et d'autres considérations de conception déterminent le choix final.

Si la réponse temporelle est primordiale, le filtre de Bessel est le seul candidat logique, à condition qu'il puisse satisfaire les spécifications d'atténuation. Il est le seul du tableau à garder la forme d'un signal non sinusoïdal. C'est le paramètre fondamental pour les télécommunications numériques car dans ce domaine les signaux sont constitués par des échelons de tension positifs et négatifs.

Si, pour une application donnée, le filtre de Bessel ne peut pas fournir l'atténuation suffisante, nous pouvons mettre en cascade un filtre passe-tout et un filtre autre que de Bessel. Quand la conception est bien faite, le filtre passe-tout linéarise la réponse en phase globale pour donner une réponse à un échelon presque parfaite. Un prochain paragraphe va développer cette idée plus en détail.

Les montages à amplis op avec des résistances et des condensateurs peuvent implémenter ces cinq caractéristiques. Comme nous allons le voir, beaucoup de montages différents sont possibles, ce qui fournit un choix supplémentaire entre complexité de la réalisation, sensibilité aux composants et facilité de réglage. Par exemple, certains circuits du deuxième ordre nécessitent seulement un ampli op et peu de composants. Cependant, ces circuits simples possèdent une fréquence de coupure qui dépend fortement de la tolérance et de la dérive des composants. Un autre circuit du deuxième ordre peut utiliser trois amplis op ou plus, mais il présente moins de sensibilité à la qualité des composants.

À RETENIR 19.2 – Caractéristiques de filtres

Type	Bande passante	Bande atténuée	Chute	Réponse temporelle
Butterworth	Plate	Monotone	Bonne	Bonne
Chebyshev	Ondulée	Monotone	Très bonne	Faible
Chebyshev inverse	Plate	Ondulée	Très bonne	Bonne
Elliptique	Ondulée	Ondulée	La meilleure	Faible
Bessel	Plate	Monotone	Faible	La meilleure

19.3 Filtres passifs

Avant d'aborder les filtres actifs, il y a encore deux concepts supplémentaires à explorer. Un filtre passe-bas LC du deuxième ordre possède une fréquence de résonance et un coefficient Q similaires au circuit résonant série ou parallèle. En gardant la fréquence de résonance et en faisant varier le coefficient Q , nous voyons apparaître de l'ondulation dans la bande passante des filtres d'ordre important. Ce paragraphe va décrire ce phénomène car il explique grandement le fonctionnement des filtres actifs.

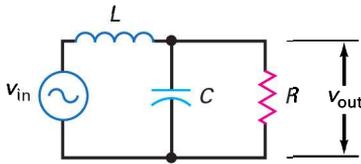


Figure 19.17
Filtre LC du deuxième ordre.

19.3.1 Fréquence de résonance et coefficient Q

La figure 19.17 représente un filtre LC passe-bas. C'est un ordre 2 car il contient deux composants réactifs, une inductance et un condensateur. Un filtre LC du deuxième ordre présente une fréquence de résonance et un coefficient Q définis par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (19.6)$$

$$Q = \frac{R}{X_L} \quad (19.7)$$

où la réactance X_L est évaluée à la fréquence de résonance.

Par exemple, pour le filtre de la figure 19.18a, la fréquence de résonance et le coefficient Q sont :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(9,55 \text{ mH})(2,65 \text{ }\mu\text{F})}} = 1 \text{ kHz}$$

$$Q = \frac{600 \text{ }\Omega}{2\pi(1 \text{ kHz})(9,55 \text{ mH})} = 10$$

La figure 19.18b représente la réponse fréquentielle. Remarquez le pic à 1 kHz, la fréquence de résonance du filtre. Notez aussi l'accroissement de 20 dB du gain en tension à 1 kHz. Plus le coefficient Q est grand, plus l'augmentation du gain à la résonance est importante.

La fréquence de résonance et le coefficient Q du filtre de la figure 19.18c valent :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(47,7 \text{ mH})(531 \text{ nF})}} = 1 \text{ kHz}$$

$$Q = \frac{600 \text{ }\Omega}{2\pi(1 \text{ kHz})(47,7 \text{ mH})} = 2$$

Dans la figure 19.18c, l'inductance a augmenté d'un facteur 5 et la capacité a diminué d'un facteur 5 par rapport à la figure 19.18a. Le produit LC étant le même, la fréquence de résonance est encore 1 kHz.

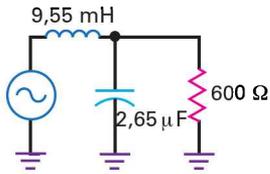
Par contre, le coefficient Q a diminué d'un facteur 5, car il est inversement proportionnel à l'inductance. La figure 19.18d donne la réponse fréquentielle. Remarquez la présence du pic à 1 kHz, mais l'accroissement du gain n'est que 6 dB à cause de la diminution du coefficient Q .

Si nous continuons à diminuer la valeur du coefficient Q , le pic de résonance disparaît. Par exemple, pour le filtre de la figure 19.18e, nous avons :

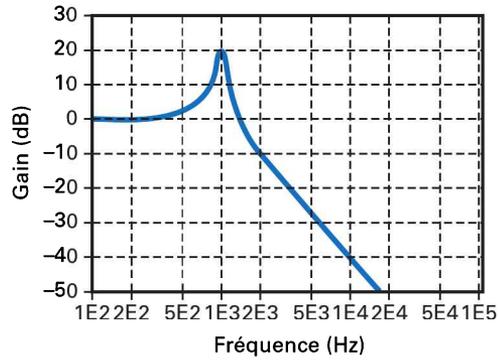
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(135 \text{ mH})(187 \text{ nF})}} = 1 \text{ kHz}$$

$$Q = \frac{600 \text{ }\Omega}{2\pi(1 \text{ kHz})(135 \text{ mH})} = 0,707$$

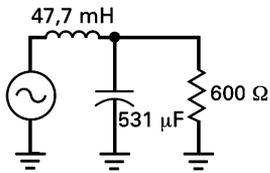
La réponse fréquentielle sur la figure 19.18f est une réponse de Butterworth. Avec $Q = 0,707$, le pic de résonance a disparu, la bande passante est devenue complètement plate. Tout filtre du deuxième ordre avec $Q = 0,707$ a toujours une réponse de Butterworth.



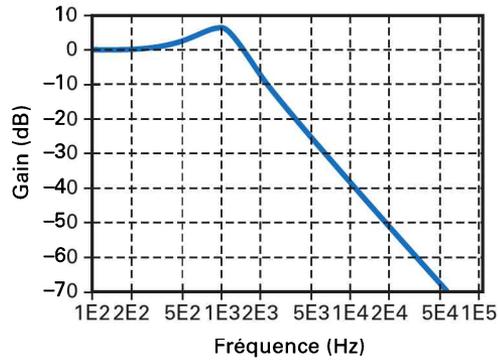
(a)



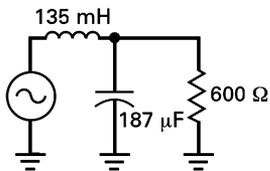
(b)



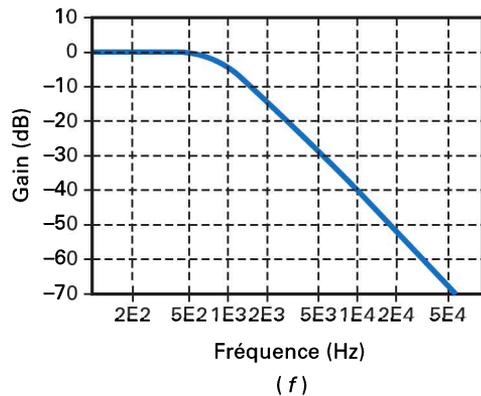
(c)



(d)



(e)



(f)

Figure 19.18
Exemples.

19.3.2 Facteur d'amortissement

Une autre méthode pour expliquer l'apparition du pic de résonance consiste à utiliser le **facteur d'amortissement** défini par :

$$\alpha = \frac{1}{Q} \quad (19.8)$$

Pour $Q = 10$, le facteur d'amortissement vaut :

$$\alpha = \frac{1}{10} = 0,1$$

De même, un coefficient Q égal à 2 donne $\alpha = 0,5$ et $Q = 0,707$ donne $\alpha = 1,414$.

La figure 19.18*b* concerne un faible facteur d'amortissement, seulement 0,1. Sur la figure 19.18*d*, il est égal à 0,5 et le pic de résonance diminue. Sur la figure 19.18*f*, le facteur d'amortissement vaut 1,414 et le pic de résonance a disparu. Comme le mot *amortissement* signifie diminution ou réduction, plus ce facteur est grand, plus le pic est petit.

19.3.3 Réponses de Butterworth et de Chebyshev

La figure 19.19 résume les effets du coefficient Q sur un filtre du deuxième ordre. Elle indique que pour $Q = 0,707$, la réponse est de type Butterworth ou à bande plate maximale. $Q = 2$ donne une ondulation ayant 6 dB de profondeur et $Q = 10$ produit une ondulation d'une profondeur 20 dB. En termes d'amortissement, Butterworth correspond à un *amortissement critique*, tandis qu'une réponse ondulée correspond à un *sous-amortissement*. La réponse de Bessel (non représentée) est *suramortie* car $Q = 0,577$.

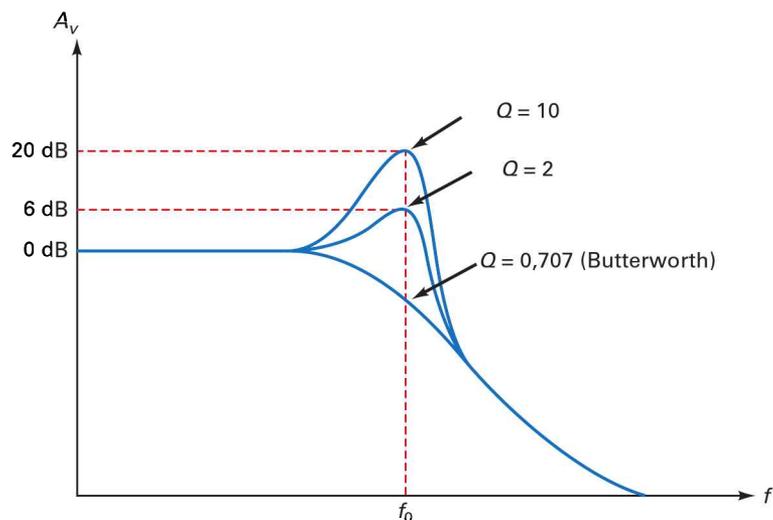


Figure 19.19
Effet du coefficient Q sur une réponse du deuxième ordre.

19.3.4 Filtres LC d'ordre supérieur

La mise en cascade d'étages du deuxième ordre permet de construire des filtres d'ordre supérieur. La figure 19.20 présente un filtre de Chebyshev ayant une fréquence de coupure 1 kHz et une profondeur d'ondulation égale à 1 dB. Il est constitué de trois étages du deuxième ordre, ce qui donne un filtre global d'ordre 6. Comme $n = 6$, le filtre présente trois ondulations dans la bande passante.

Notez que chaque étage possède sa propre fréquence de résonance et son propre coefficient Q . Les fréquences de résonance échelonnées donnent les trois ondulations dans la bande passante. Les valeurs échelonnées des coefficients Q maintiennent une profondeur d'ondulation égale à 1 dB en donnant un pic de résonance à une fréquence pour laquelle les autres étages sont en chute. Par exemple,

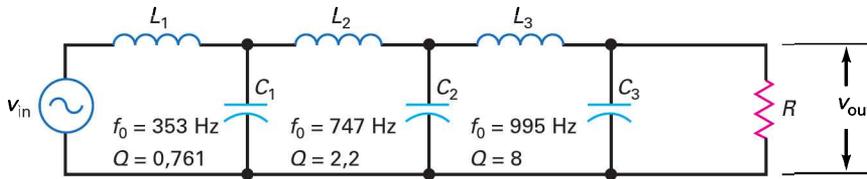


Figure 19.20
Fréquences de résonance
et coefficients Q échelonnés
d'un filtre d'ordre supérieur.

le deuxième étage a une fréquence de résonance 747 Hz. À cette fréquence, la réponse du premier étage est en chute car sa fréquence de coupure est 353 Hz. Le deuxième étage compense donc la diminution de la réponse du premier étage grâce à son pic de résonance à 747 Hz. De même, le troisième étage possède une fréquence de coupure 995 Hz. À cette fréquence, les réponses du premier et du deuxième étage sont en chute, mais le troisième étage compense grâce à son pic de résonance important situé à 995 Hz.

L'idée d'échelonner les fréquences de résonances et les coefficients Q des étages du deuxième ordre convient bien aux filtres actifs et passifs. Pour réaliser un filtre d'ordre supérieur, il est possible d'assembler en cascade des filtres du deuxième ordre avec des fréquences de résonance et des coefficients Q précisément échelonnés pour obtenir la réponse globale désirée.

19.4 Étages du premier ordre

Les filtres du premier ordre ou filtres à un pôle possèdent seulement un condensateur. De ce fait, ils ne peuvent donner que des réponses passe-bas ou passe-haut. On implémente le passe-bande ou le coupe-bande uniquement quand l'ordre n est supérieur à un.

19.4.1 Étage passe-bas

La figure 19.21a montre la méthode la plus simple pour réaliser un filtre actif passe-bas du premier ordre. Ce n'est rien d'autre qu'un circuit de retard RC associé à un suiveur de tension. Le gain en tension vaut :

$$A_v = 1$$

La fréquence de coupure à 3 dB est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (19.9)$$

Lorsque la fréquence dépasse la fréquence de coupure, la réactance de la capacité diminue et réduit la tension appliquée sur l'entrée non inverseuse. Puisque le circuit de retard $R_1 C_1$ est situé hors de la boucle de réaction, la tension de sortie diminue. Pour une fréquence proche de l'infini, le condensateur devient un court-circuit et la tension de sortie est nulle.

La figure 19.21b représente un autre filtre passe-bas du premier ordre non inverseur. Bien qu'il possède deux résistances supplémentaires, il présente l'avantage d'avoir du gain en tension. Bien en deçà de la fréquence de coupure, celui-ci vaut :

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (19.10)$$

Bon à Savoir

Dans la figure 19.21a, l'ampli op isole la charge du filtre RC passe-bas à l'entrée.

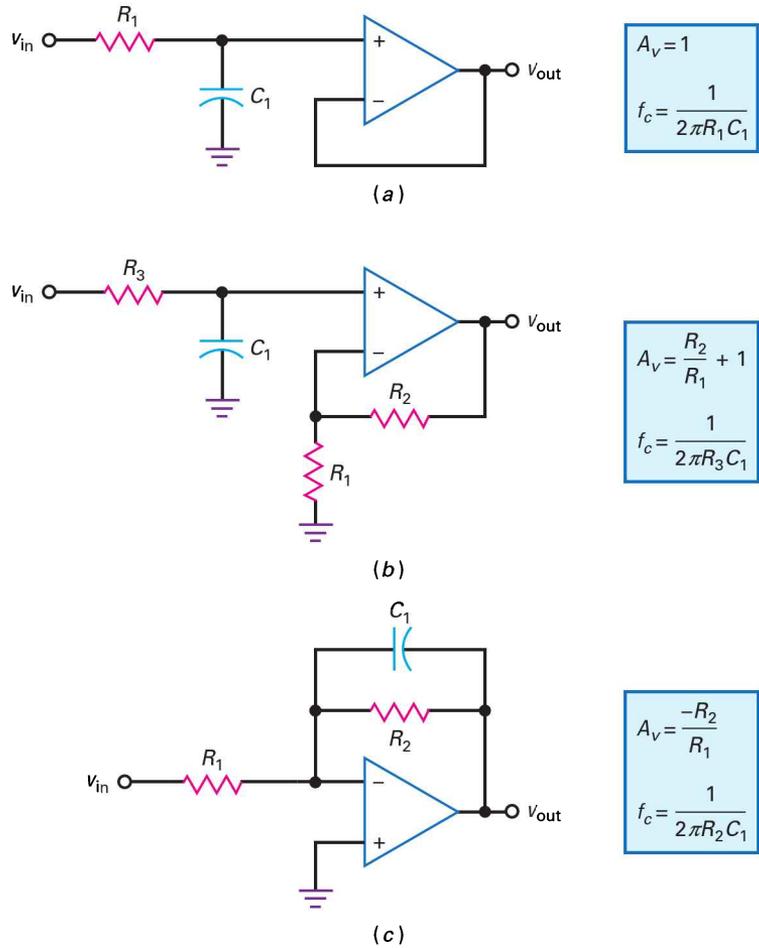


Figure 19.21
Étages passe-bas
du premier ordre.
(a) Non inverseur gain unitaire ;
(b) non inverseur avec gain
en tension ;
(c) inverseur avec gain
en tension.

L'expression de la fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (19.11)$$

Au-dessus de la fréquence de coupure, le circuit de retard diminue la tension appliquée sur l'entrée non inverseuse. Puisque le circuit de retard $R_3 C_1$ est situé hors de la boucle de réaction, la tension de sortie diminue à une vitesse de 20 dB/décade.

La figure 19.21c montre un filtre passe-bas du premier ordre inverseur et ses relations. Aux basses fréquences, le condensateur semble coupé et le montage fonctionne comme un ampli inverseur avec un gain en tension :

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \quad (19.12)$$

Lorsque la fréquence augmente, la réactance de la capacité diminue et réduit l'impédance de la boucle de réaction. Cela réduit le gain en tension. Pour une fréquence proche de l'infini, le condensateur devient un court-circuit, il n'y a plus de gain en tension. La fréquence de coupure s'exprime par :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (19.13)$$

Il n'y a pas d'autre méthode pour réaliser un filtre passe-bas du premier ordre. Les circuits de la figure 19.21 représentent les trois configurations possibles pour un filtre actif passe-bas du premier ordre.

Un dernier point sur les étages du premier ordre. Ceux-ci ne peuvent implémenter que la caractéristique de Butterworth. En effet, un circuit du premier ordre ne peut pas posséder de fréquence de résonance. Par conséquent, il ne peut produire les pics qui donnent une bande passante ondulée. Cela signifie que ces étages du premier ordre ont une bande passante horizontale maximale et une chute à 20 dB/décade.

19.4.2 Étage passe-haut

La figure 19.22a représente la méthode la plus simple pour réaliser un filtre actif passe-haut du premier ordre. Le gain en tension vaut :

$$A_v = 1$$

L'expression de la fréquence de coupure à 3 dB est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (19.14)$$

Lorsque la fréquence diminue au-dessous de la fréquence de coupure, la réactance de la capacité augmente et affaiblit la tension sur l'entrée non inverseuse.

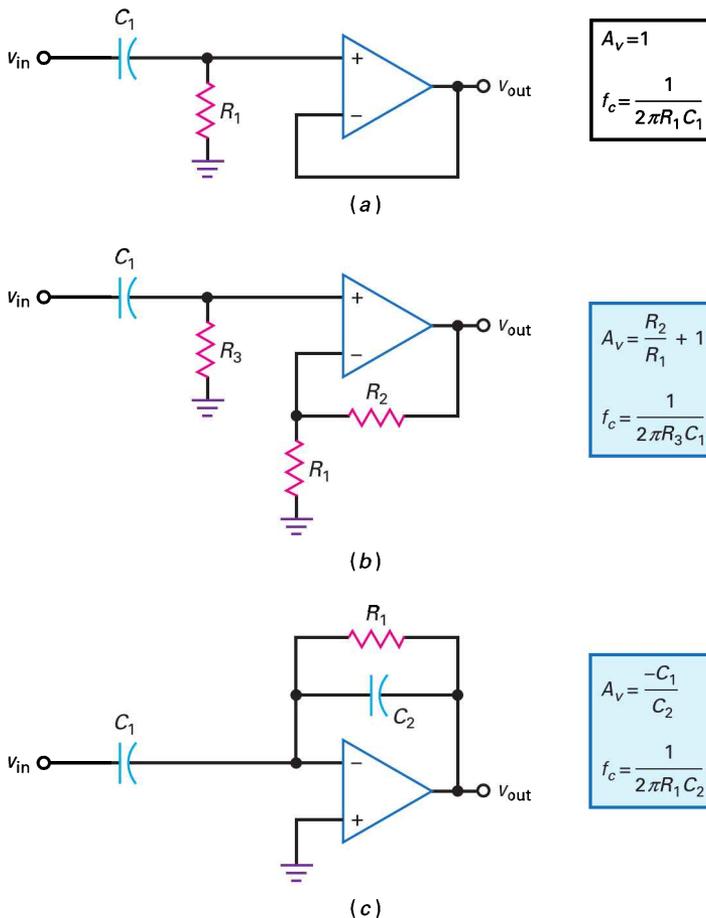


Figure 19.22
Étages passe-haut
du premier ordre.
(a) Non inverseur gain unitaire ;
(b) non inverseur avec gain
en tension ;
(c) inverseur avec gain
en tension.

Or le circuit de retard R_1C_1 se situe en dehors de la boucle de réaction, donc la tension de sortie diminue. Lorsque la fréquence approche zéro, le condensateur devient un circuit ouvert et il n'y a plus de tension à l'entrée.

La figure 19.22*b* montre un autre filtre actif passe-haut du premier ordre non inverseur. Le gain en tension bien au-dessus de la fréquence de coupure s'exprime par :

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (19.15)$$

La valeur de la fréquence de coupure à 3 dB est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (19.16)$$

Bien au-dessous de la fréquence de coupure, le circuit RC affaiblit la tension sur l'entrée non inverseuse. Le circuit de retard R_3C_1 étant situé hors de la boucle de réaction, la tension de sortie diminue à raison de 20 dB/décade.

La figure 19.22*c* donne un autre filtre actif passe-haut du premier ordre et ses relations. Aux hautes fréquences, le circuit se comporte comme un ampli inverseur avec un gain en tension :

$$A_v = \frac{-X_{C2}}{X_{C1}} = \frac{-C_1}{C_2} \quad (19.17)$$

Au fur et à mesure que la fréquence diminue, les réactances des capacités augmentent et finissent par diminuer la tension à l'entrée et la réaction. Cela réduit le gain en tension. Pour des valeurs proches de zéro, les condensateurs deviennent des circuits ouverts et il n'y a plus de signal d'entrée. Comme nous le voyons sur la figure 19.22*c*, la fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \quad (19.18)$$

III Multisim

Question 19.1

D'après la figure 19.23*a*, que vaut le gain en tension ? Quelle est la fréquence de coupure ? Quelle est la réponse fréquentielle ?

Réponse C'est un filtre passe-bas du premier ordre non inverseur. Selon les relations (19.10) et (19.11), le gain en tension et la fréquence de coupure valent :

$$A_v = \frac{39 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} + 1 = 40$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi (12 \text{ k}\Omega)(680 \text{ pF})} = 19,5 \text{ kHz}$$

La figure 19.23*b* représente la réponse fréquentielle. Le gain en tension dans la bande passante est égal à 32 dB. La caractéristique de la réponse casse à 19,5 kHz et ensuite chute à raison de 20 dB par décade.

19.1 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 19.23*a*, faire passer la résistance de 12 kΩ à 6,8 kΩ et trouver la nouvelle fréquence de coupure.

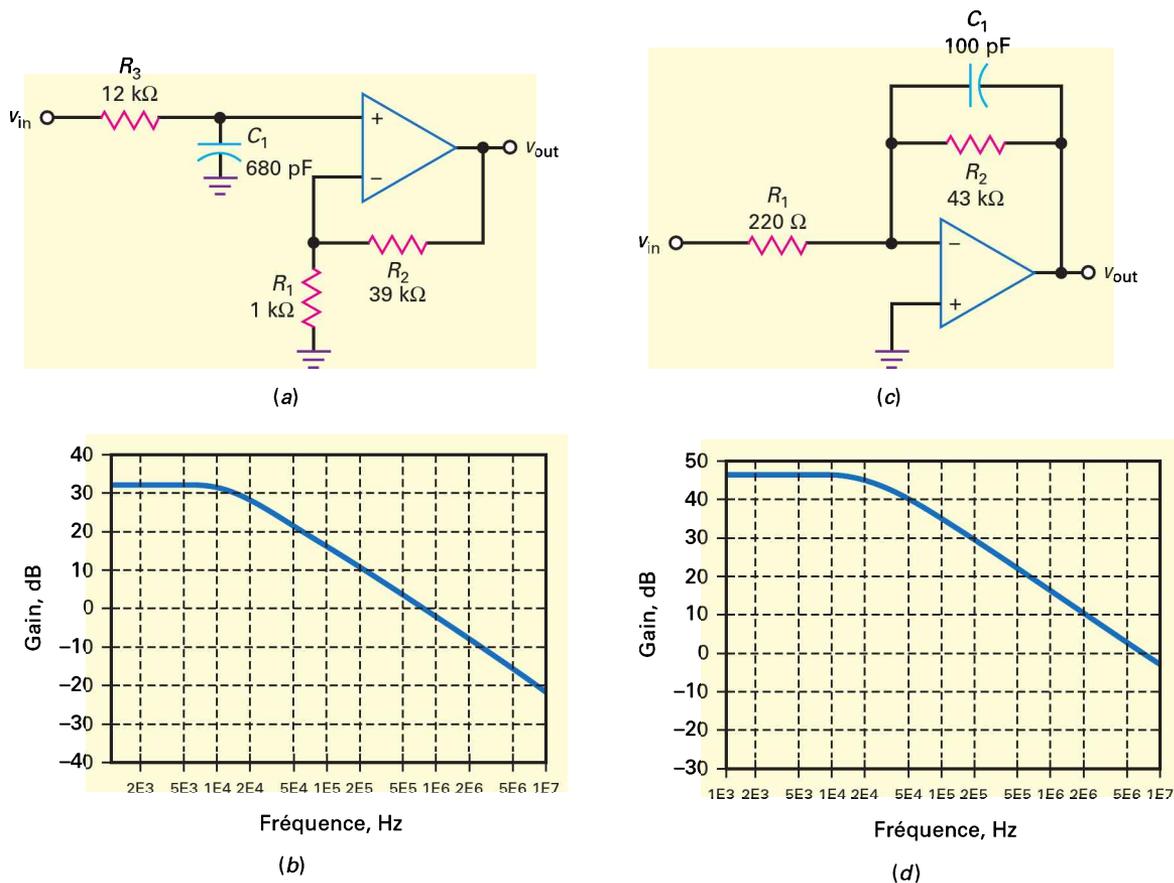


Figure 19.23

Question 19.2

D'après la figure 19.23c, que vaut le gain en tension ? Quelle est la fréquence de coupure ? Quelle est la réponse fréquentielle ?

Réponse C'est un filtre passe-bas du premier ordre inverseur. Selon les relations (19.12) et (19.13), le gain en tension et la fréquence de coupure valent :

$$A_v = \frac{-43 \text{ k}\Omega}{220 \text{ }\Omega} = -195$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi(43 \text{ k}\Omega)(100 \text{ pF})} = 37 \text{ kHz}$$

La figure 19.23d représente la réponse fréquentielle. Le gain en tension dans la bande passante est égal à 45,8 dB. La caractéristique de la réponse casse à 37 kHz et ensuite chute à raison de 20 dB par décade.

19.2 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 19.23c, faire passer le condensateur de 100 pF à 220 pF et trouver la nouvelle fréquence de coupure.

Bon à Savoir

L'étude des filtres actifs peut être assez fastidieuse. Prenez votre temps à étudier les exemples et faire les expériences qui correspondent aux filtres traités dans ce chapitre.

19.5 Filtre passe-bas du deuxième ordre à gain unité SVCV

Les étages du deuxième ordre ou à deux pôles sont les plus courants car ils sont faciles à réaliser et à analyser. Les filtres d'ordre supérieur sont généralement construits à partir de la mise en cascade d'étages du deuxième ordre. Chaque étage du deuxième ordre possède sa fréquence de résonance et son coefficient Q qui déterminent les propriétés du pic de résonance.

Ce paragraphe présente les **filtres Sallen-Key passe-bas** (du nom de leurs inventeurs). Ils sont aussi appelés *filtres SVCV* car l'ampli op est utilisé en source de tension commandée en tension. Ils peuvent implémenter les trois types de caractéristiques : Butterworth, Chebyshev et Bessel.

19.5.1 Réalisation du montage

La figure 19.24 représente un filtre Sallen-Key passe-bas du deuxième ordre. Notez que les deux résistances ont la même valeur mais que les condensateurs sont différents. Il y a un circuit retardateur sur l'entrée non inverseuse, mais cette fois, la boucle de réaction contient un second condensateur C_2 . Aux basses fréquences, les condensateurs se comportent comme des circuits ouverts, et le gain est unitaire car l'ampli op est monté en suiveur de tension.

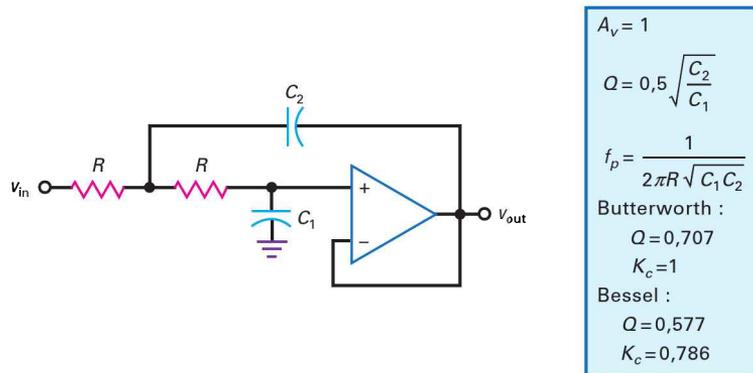


Figure 19.24
Étage du deuxième ordre SVCV pour Butterworth et Bessel.

Lorsque la fréquence augmente, l'impédance du condensateur C_1 diminue et la tension sur l'entrée non inverseuse diminue. Simultanément, le condensateur C_2 ramène un signal en phase avec le signal d'entrée. Comme le signal de réaction s'ajoute au signal d'entrée, la réaction est *positive*. Par conséquent, la décroissance de la tension sur l'entrée non inverseuse est moins importante que sans la réaction.

Plus la capacité C_2 est grande devant la capacité C_1 , plus la réaction positive l'emporte ; cela revient à augmenter le coefficient Q du montage. Si la capacité C_2 est suffisante pour obtenir $Q > 0,707$, un pic de résonance apparaît dans la réponse fréquentielle.

19.5.2 Fréquence des pôles

Comme nous le voyons sur la figure 19.24 :

$$Q = 0,5 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad (19.19)$$

et

$$f_p = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}} \quad (19.20)$$

La **fréquence du pôle** (notée f_p) est une fréquence spéciale utilisée dans la conception d'un filtre actif. La démonstration mathématique est trop compliquée dans le cadre de ce manuel car elle fait appel à des notions avancées appelées *plan s*. Les cours d'analyse et la conception approfondie des filtres utilisent le plan *s*. (Note : *s* est un nombre complexe donné par $\sigma + j\omega$.)

Pour nos besoins, il suffit de comprendre comment calculer la fréquence d'un pôle. Dans les circuits plus complexes, elle est donnée par l'expression :

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Dans le filtre Sallen-Key à gain unitaire, $R_1 = R_2$ et la relation prend la forme donnée par (19.20).

19.5.3 Réponses de Butterworth et de Bessel

Pour l'analyse d'un circuit tel que celui représenté sur la figure 19.24, le point de départ est le calcul du coefficient Q et de f_p . Si $Q = 0,707$, nous avons une réponse de Butterworth et $K_c = 1$. Si $Q = 0,577$, nous avons une réponse de Bessel et $K_c = 0,786$. Ensuite, nous calculons la fréquence de coupure grâce à :

$$f_c = K_c f_p \quad (19.21)$$

Pour les filtres de Butterworth et de Bessel, la fréquence de coupure est toujours la fréquence où l'atténuation vaut 3 dB.

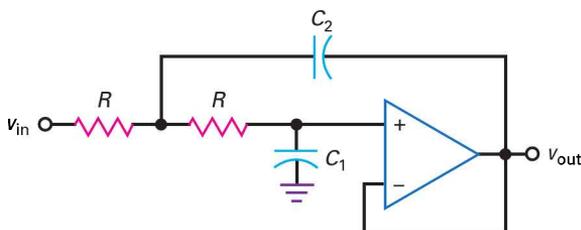
19.5.4 Réponse avec pic

La figure 19.25 donne les résultats de l'analyse du montage lorsque $Q > 0,707$. Après avoir calculé la fréquence du pôle et le coefficient Q du circuit, nous déterminons trois autres fréquences à partir des relations suivantes :

$$f_0 = K_0 f_p \quad (19.22)$$

$$f_c = K_c f_p \quad (19.23)$$

$$f_{3dB} = K_3 f_p \quad (19.24)$$



$$A_v = 1$$

$$Q = 0,5 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$$

$Q > 0,707$:

$$f_0 = K_0 f_p$$

$$f_c = K_c f_p$$

$$f_{3dB} = K_3 f_p$$

Figure 19.25
Étage du deuxième ordre SVCV
pour $Q > 0,707$.

La première est la fréquence de résonance, celle où le pic apparaît ; la deuxième est la fréquence de bord, et la troisième est la fréquence à 3 dB.

L'encart *À retenir* 19.3 donne les valeurs de K et A_p en fonction du coefficient Q . Les valeurs des caractéristiques de Bessel et de Butterworth apparaissent en tête. Pour elles, la réponse ne possède pas de fréquence de résonance notable, les valeurs de K_0 et A_p n'apparaissent pas. Pour $Q > 0,707$, une fréquence de résonance notable existe et toutes les valeurs de K et A_p sont présentes. En traçant les valeurs de l'encart *À retenir* 19.3, nous obtenons les courbes représentées sur les figures 19.26a et 19.26b. Nous utilisons le tableau pour les valeurs déterminées du coefficient Q et les courbes pour les valeurs intermédiaires. Pour $Q = 5$, nous lisons, soit dans le tableau, soit sur la courbe de la figure 19.26, les valeurs approximatives suivantes : $K_0 = 0,99$; $K_c = 1,4$; $K_3 = 1,54$; $A_p = 14$ dB.

À RETENIR 19.3 – Valeurs de k , profondeur de l'ondulation pour les étages du deuxième ordre

Q	K_0	K_c	K_3	A_p (dB)
0,577	—	0,786	1	—
0,707	—	1	1	—
0,75	0,333	0,471	1,057	0,054
0,8	0,467	0,661	1,115	0,213
0,9	0,620	0,874	1,206	0,688
1	0,708	1,000	1,272	1,25
2	0,935	1,322	1,485	6,3
3	0,972	1,374	1,523	9,66
4	0,984	1,391	1,537	12,1
5	0,990	1,400	1,543	14
6	0,992	1,402	1,546	15,6
7	0,994	1,404	1,548	16,9
8	0,995	1,406	1,549	18
9	0,997	1,408	1,550	19
10	0,998	1,410	1,551	20
100	1,000	1,414	1,554	40

Sur la figure 19.26a, remarquez les niveaux des valeurs de K lorsque le coefficient Q se rapproche de 10. Pour $Q > 10$, nous utilisons les données suivantes :

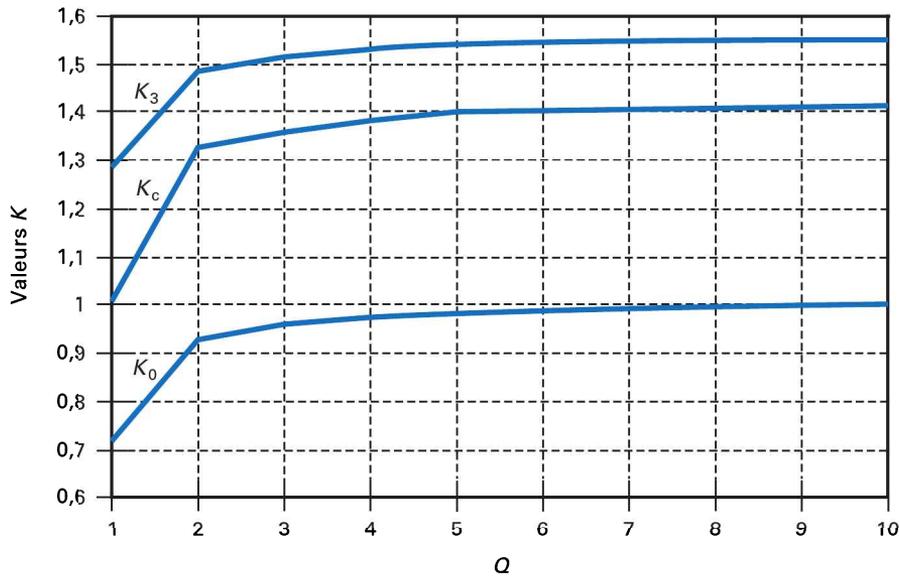
$$K_0 = 1 \quad (19.25)$$

$$K_c = 1,414 \quad (19.26)$$

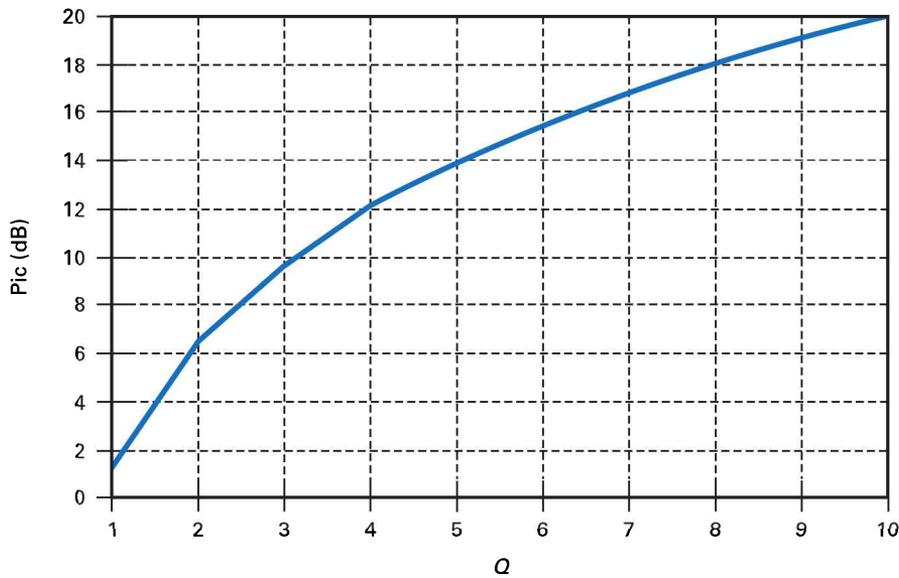
$$K_3 = 1,55 \quad (19.27)$$

$$A_p = 20 \log Q \quad (19.28)$$

Les valeurs de l'encart *À retenir* 19.3 et de la figure 19.26 s'appliquent à tous les étages passe-bas du deuxième ordre.



(a)



(b)

Figure 19.26

(a) Valeur de K en fonction du coefficient Q ;
 (b) valeur du pic en fonction du coefficient Q .

19.5.5 Produit gain-bande des amplis op

Dans toutes nos analyses, nous supposons que les amplis op ont des valeurs du *produit gain-bande (PGB)* suffisantes pour ne pas affecter les performances du filtre. Les PGB limités accroissent le coefficient Q d'un étage. Pour les hautes fréquences de coupure, les concepteurs doivent prendre garde aux valeurs du PGB trop faibles car elles peuvent modifier les performances du filtre.

Une méthode pour corriger l'effet des produits gain-bande insuffisants est la **prédistorsion**. Cela consiste à diminuer la valeur du coefficient Q prévu de la quantité nécessaire à la compensation de l'effet du PGB insuffisant. Par exemple, un étage devrait avoir $Q = 10$, mais le PGB insuffisant le fait passer à 11 ; le

concepteur doit prédistordre la conception de l'étage pour obtenir un coefficient Q égal à 9,1. Alors, l'effet du produit gain-bande l'amène à 10. Il faut essayer d'éviter la prédistorsion car les coefficients Q faibles et forts interagissent parfois de façon opposée ; la meilleure solution réside dans l'utilisation d'un ampli op plus performant possédant un meilleur PGB (identique à f_T).

III Multisim

Question 19.3

Quelles sont les valeurs de la fréquence du pôle et du coefficient Q du filtre représenté sur la figure 19.27 ? Quelle est sa fréquence de coupure ? Montrer la réponse en fréquence en traçant le diagramme de Bode avec Multisim.

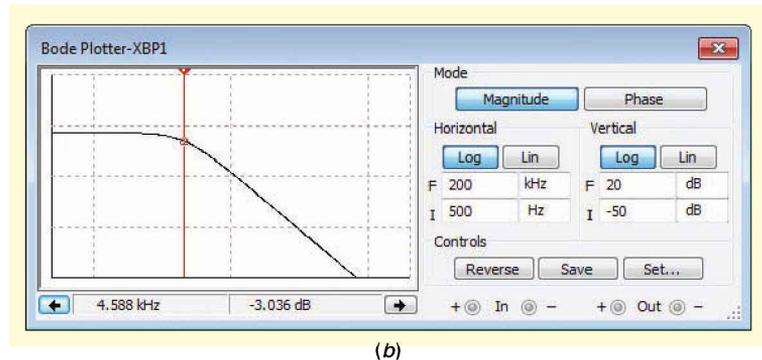
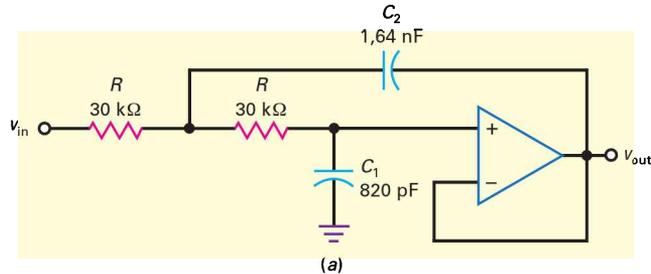


Figure 19.27
(a) Exemple d'un filtre de Butterworth à gain unitaire.
(b) Réponse sous Multisim

Réponse Le coefficient Q et la fréquence du pôle sont :

$$Q = 0,5 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0,5 \sqrt{\frac{1,64 \text{ nF}}{820 \text{ pF}}} = 0,707$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi (30 \text{ k}\Omega) \sqrt{(820 \text{ pF})(1,64 \text{ nF})}} = 4,58 \text{ kHz}$$

Un coefficient Q égal à 0,707 nous indique que c'est une réponse fréquentielle de Butterworth ; de ce fait la fréquence de coupure est la même que la fréquence du pôle, soit :

$$f_c = f_p = 4,58 \text{ kHz}$$

La caractéristique de réponse du filtre casse à 4,58 kHz et ensuite chute à un rythme de 40 dB/décade car $n = 2$. La figure 19.27b présente la réponse sous Multisim.

19.3 Avez-vous compris ? Reprendre la question 19.3 avec des résistances à 10 kΩ.

Question 19.4

D'après la figure 19.28, quels sont la fréquence du pôle et le coefficient Q ? Que vaut la fréquence de coupure ?

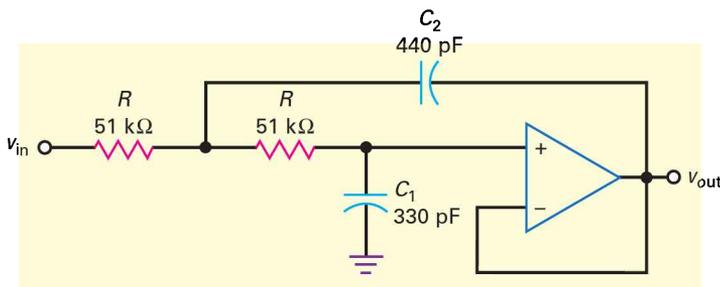


Figure 19.28
Exemple d'un filtre de Bessel à gain unitaire.

Réponse Le coefficient Q et la fréquence du pôle sont :

$$Q = 0,5 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0,5 \sqrt{\frac{440 \text{ pF}}{330 \text{ pF}}} = 0,577$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi (51 \text{ k}\Omega) \sqrt{(330 \text{ pF})(440 \text{ pF})}} = 8,19 \text{ kHz}$$

La valeur du coefficient Q égale à 0,577 nous indique que c'est une réponse fréquentielle de Bessel ; de ce fait, la fréquence de coupure est donnée par :

$$f_c = K_c f_p = 0,786(8,19 \text{ kHz}) = 6,44 \text{ kHz}$$

19.4 Avez-vous compris ? À la question 19.4, si la valeur de C_1 passe à 680 pF, quelle valeur faut-il donner à C_2 pour que Q reste à 0,577 ?

Question 19.5

Sur la figure 19.29, quels sont la fréquence du pôle et le coefficient Q ? Que valent la fréquence de coupure et la fréquence à 3 dB ?

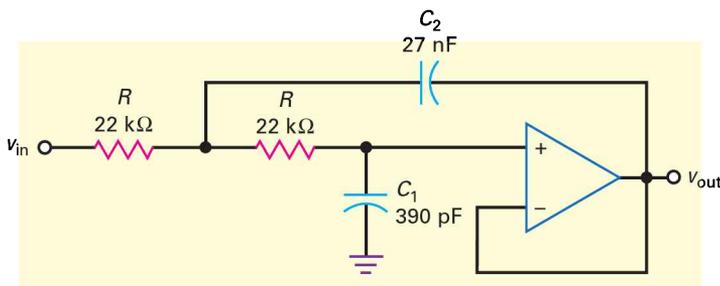


Figure 19.29
Exemple avec $Q > 0,707$ à gain unitaire.

Réponse Le coefficient Q et la fréquence du pôle sont :

$$Q = 0,5 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0,5 \sqrt{\frac{27 \text{ nF}}{390 \text{ pF}}} = 4,16$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi (22 \text{ k}\Omega) \sqrt{(390 \text{ pF})(27 \text{ nF})}} = 2,23 \text{ kHz}$$

En nous reportant à la figure 19.26, nous lisons les valeurs approximatives suivantes :

$$K_0 = 0,99$$

$$K_c = 1,38$$

$$K_3 = 1,54$$

$$A_p = 12,5 \text{ dB}$$

La fréquence de coupure (ou fréquence de bord) vaut :

$$f_c = K_c f_p = 1,38(2,23 \text{ kHz}) = 3,08 \text{ kHz}$$

et la fréquence à 3 dB vaut :

$$f_{3\text{dB}} = K_3 f_p = 1,54(2,23 \text{ kHz}) = 3,43 \text{ kHz}$$

19.5 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 19.29, faire passer le condensateur de 27 nF à 14 nF et refaire la question 19.5.

19.6 Filtres d'ordre supérieur

La mise en cascade d'étages du premier et du deuxième ordre est la méthode classique pour réaliser des filtres d'ordre supérieur. Si l'ordre est pair, on utilise uniquement des étages du deuxième ordre ; pour un ordre impair, il faut mettre en cascade un étage du premier ordre avec des étages du deuxième ordre. Par exemple, pour construire un filtre du sixième ordre, on met en cascade trois étages du deuxième ordre ; pour faire un cinquième ordre, on met en cascade deux étages du deuxième ordre et un étage du premier ordre.

19.6.1 Filtres de Butterworth

Quand les étages de filtrage sont assemblés, il faut ajouter l'atténuation de chacun pour obtenir l'atténuation totale. Par exemple, la figure 19.30a montre deux étages du deuxième ordre mis en cascade. Si chacun possède un coefficient Q égal à 0,707 et une fréquence du pôle 1 kHz, chaque étage présente une réponse de Butterworth avec une atténuation 3 dB à 1 kHz. Cependant, la réponse globale n'est pas de Butterworth car elle a chuté à la fréquence de coupure (figure 19.30b). En effet, chaque étage donne une atténuation 3 dB à 1 kHz, l'atténuation globale est donc égale à 6 dB à 1 kHz.

Pour obtenir une réponse de Butterworth, la fréquence du pôle est encore 1 kHz, mais les coefficients Q des étages sont échelonnés au-dessus et au-dessous de la valeur 0,707. La figure 19.30c illustre comment avoir une réponse globale de Butterworth. Le coefficient du premier étage est $Q = 0,54$ et celui du second $Q = 1,31$. Le pic de transmission du second étage annule la chute du premier étage et l'atténuation globale à 1 kHz est égale à 3 dB. En plus, nous voyons que la réponse dans la bande passante est totalement plate avec ces valeurs des coefficients Q .

L'encart *À retenir* 19.4 donne les valeurs des coefficients Q échelonnés pour obtenir un filtre de Butterworth d'ordre supérieur. Chaque étage possède la même fréquence du pôle mais un coefficient Q différent.

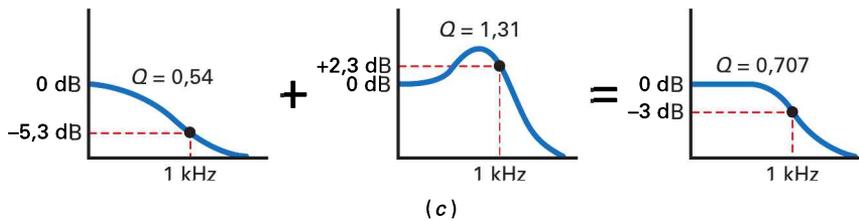
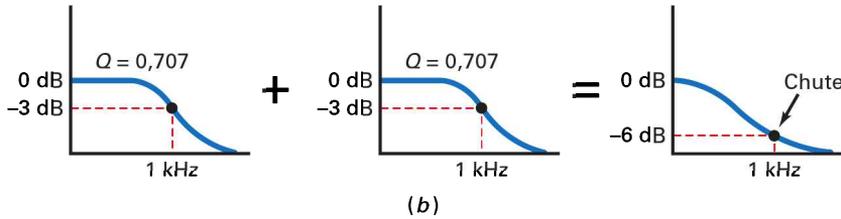


Figure 19.30
 (a) Mise en cascade de deux étages ;
 (b) deux étages identiques provoquent une chute à la fréquence de coupure ;
 (c) des coefficients Q faible et fort compensés donnent une réponse de Butterworth.

Par exemple, le quatrième ordre décrit par la figure 19.30c utilise $Q = 0,54$ et $Q = 1,31$: valeurs identiques à celles de l'encart 19.4. Pour réaliser un filtre du dixième ordre de Butterworth, il nous faut cinq étages ayant des coefficients Q dont les valeurs sont : 0,51 ; 3,2 ; 0,56 ; 1,1 ; 0,707.

À RETENIR 19.4 – Coefficients Q échelonnés pour les filtres passe-bas de Butterworth

Ordre	Étage 1	Étage 2	Étage 3	Étage 4	Étage 5
2	0,707				
4	0,54	1,31			
6	0,52	1,93	0,707		
8	0,51	2,56	0,6	0,9	
10	0,51	3,2	0,56	1,1	0,707

19.6.2 Filtrés de Bessel

Pour les filtres de Bessel d'ordre supérieur, il faut échelonner à la fois les valeurs du coefficient Q et les fréquences de pôle de chaque étage. L'encart *À retenir* 19.5 donne les valeurs du coefficient Q et de la fréquence f_p pour chaque étage d'un filtre de fréquence de coupure 1 000 Hz. Un filtre du quatrième ordre de Bessel nécessite un premier étage ayant $Q = 0,52$ et $f_p = 1\,432$ Hz et un second étage avec $Q = 0,81$ et $f_p = 1\,606$ Hz.

Si la fréquence est différente de 1 000 Hz, les fréquences des pôles du tableau 19.5 sont décalées à l'aide d'un **facteur d'échelle fréquentielle (FEF)** :

$$\text{FEF} = \frac{f_c}{1 \text{ kHz}}$$

Pour un filtre du sixième ordre de Bessel de fréquence de coupure 7,5 kHz, nous devons multiplier chaque fréquence du pôle de l'encart À retenir 19.5 par 7,5.

À RETENIR 19.5 – Coefficients Q et fréquences du pôle échelonnées pour les filtres passe-bas de Bessel ($f_c = 1\ 000\ \text{Hz}$)

Ordre	Q_1	f_{p1}	Q_2	f_{p2}	Q_3	f_{p3}	Q_4	f_{p4}	Q_5	f_{p5}
2	0,577	1 274								
4	0,52	1 432	0,81	1 606						
6	0,51	1 607	1,02	1 908	0,61	1 692				
8	0,51	1 781	1,23	2 192	0,71	1 956	0,56	1 835		
10	0,50	1 946	1,42	2 455	0,81	2 207	0,62	2 066	0,54	1 984

19.6.3 Filtres de Chebyshev

Pour les filtres de Chebyshev, il faut échelonner les coefficients Q et les fréquences du pôle ; en plus, il faut inclure la profondeur d'ondulation. L'encart À retenir 19.6 donne les valeurs du coefficient Q et de la fréquence du pôle f_p pour chaque étage d'un filtre de Chebyshev. Un filtre du sixième ordre avec une profondeur d'ondulation égale à 2 dB nécessite un premier étage avec $Q = 0,9$ et $f_p = 316\ \text{Hz}$, un deuxième étage avec $Q = 10,7$ et $f_p = 983\ \text{Hz}$ et un troisième étage avec $Q = 2,84$ et $f_p = 730\ \text{Hz}$.

À RETENIR 19.6 – A_p , Q et f_p échelonnés pour les filtres passe-bas de Chebyshev ($f_c = 1\ 000\ \text{Hz}$)

Ordre	A_p (dB)	Q_1	f_{p1}	Q_2	f_{p2}	Q_3	f_{p3}	Q_4	f_{p4}
2	1	0,96	1 050						
	2	1,13	907						
	3	1,3	841						
4	1	0,78	529	3,56	993				
	2	0,93	471	4,59	964				
	3	1,08	443	5,58	950				
6	1	0,76	353	8	995	2,2	747		
	2	0,9	316	10,7	983	2,84	730		
	3	1,04	298	12,8	977	3,46	722		
8	1	0,75	265	14,2	997	4,27	851	1,96	584
	2	0,89	238	18,7	990	5,58	842	2,53	572
	3	1,03	224	22,9	987	6,83	839	3,08	566

19.6.4 Conception des filtres

L'étude précédente nous donne une idée préliminaire de la conception des filtres d'ordre supérieur. Jusqu'ici nous avons vu l'implémentation la plus simple, celle d'un filtre Sallen-Key du deuxième ordre de gain unité. En associant en cascade des filtres Sallen-Key avec des coefficients Q et des fréquences du pôle échelonnés, nous pouvons réaliser des filtres d'ordres supérieurs de Butterworth, de Bessel et de Chebyshev.

Les encarts précédents indiquent comment les valeurs du coefficient Q et les fréquences de pôle doivent être échelonnées dans les différentes conceptions. Des guides de réalisation des filtres fournissent des tableaux plus importants et plus compréhensibles. La conception des filtres actifs est très compliquée, spécialement pour les ordres jusqu'à 20, et il faut faire des compromis entre la complexité du montage, la sensibilité aux composants et la facilité de réglage.

Ceci nous suggère une remarque importante : toute conception sérieuse est faite par ordinateur car les calculs sont beaucoup trop longs et compliqués pour être effectués manuellement. Un logiciel de filtres actifs comporte toutes les équations, tous les tableaux et circuits nécessaires à la réalisation des cinq caractéristiques de réponse envisagées précédemment (Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverse, elliptique et Bessel). Les montages utilisés vont du simple ampli op à l'étage complexe composé de cinq amplis op.

19.7 Filtres passe-bas à composants identiques SVCV

La figure 19.31 représente un autre filtre Sallen-Key passe-bas du deuxième ordre. Cette fois, les résistances et les condensateurs sont identiques. C'est pourquoi ce montage s'appelle **filtre Sallen-Key à composants identiques**. Il possède un gain en tension dans la bande intermédiaire :

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (19.29)$$

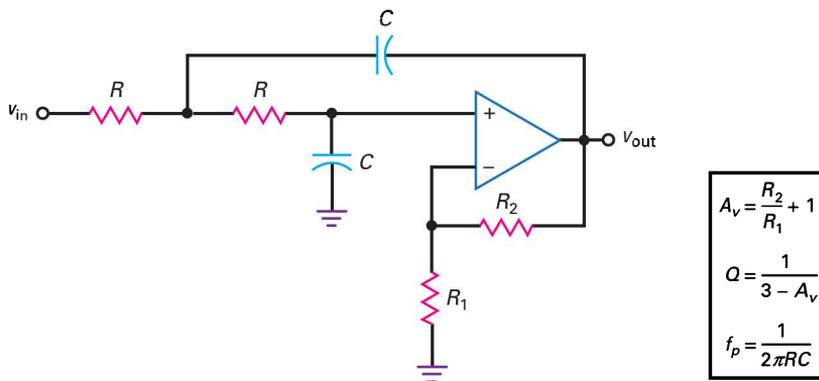


Figure 19.31
Étage SVCV
à composants identiques.

Le fonctionnement du circuit est semblable à celui du filtre Sallen-Key de gain unitaire, excepté l'effet du gain en tension. Or ce gain donne plus de réaction positive par l'intermédiaire du condensateur de réaction, donc le coefficient Q de l'étage dépend du gain en tension selon la relation :

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} \quad (19.30)$$

Or le gain A_v ne peut être inférieur à l'unité, la valeur minimale du coefficient Q est 0,5. Quand le gain A_v passe de 1 à 3, Q varie de 0,5 à l'infini. Pour un fonctionnement avec $A_v > 3$, des oscillations peuvent survenir car la réaction positive est trop importante. En fait, il est dangereux de fonctionner avec un gain en tension qui se rapproche de 3, car la tolérance et la dérive des composants peuvent entraîner le gain au-delà de 3. Un prochain exemple va éclairer ce point.

Après l'évaluation des grandeurs A_v , Q et f_p à l'aide des expressions données par la figure 19.31, le reste de l'étude est identique à celle du cas du filtre de Butterworth, car celui-ci possède $Q = 0,707$ et $K_c = 1$. Un filtre de Bessel possède $Q = 0,577$ et $K_c = 0,786$. Pour les autres valeurs du coefficient Q , il faut évaluer K et A_p en interpolant à partir des valeurs de l'encart *À retenir* 19.3 ou en utilisant les courbes de la figure 19.26.

III Multisim

Question 19.6

Quelles sont la valeur de la fréquence du pôle et la valeur du coefficient Q du filtre représenté sur la figure 19.32 ? Que vaut la fréquence de coupure ? Montrer la réponse en fréquence en traçant le diagramme de Bode avec Multisim.

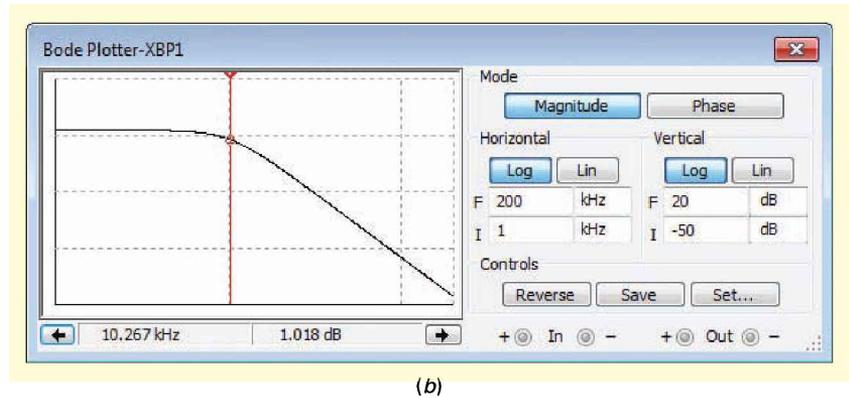
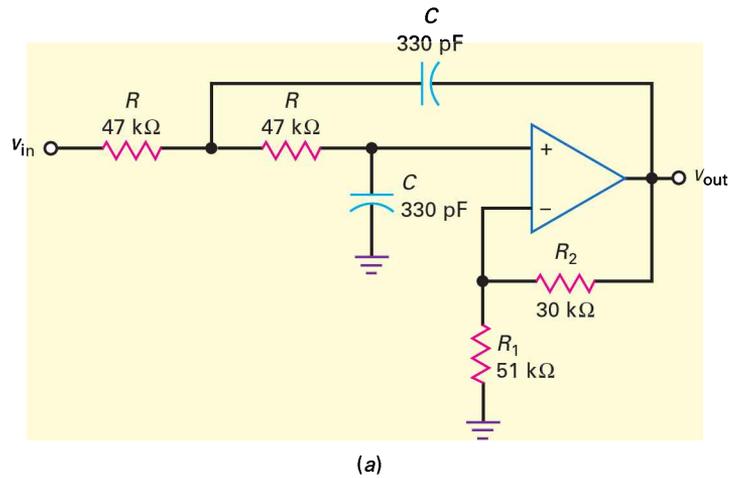


Figure 19.32
(a) Exemple de filtre de Butterworth à composants identiques.
(b) Fréquence de pôle Multisim

Réponse A_v , Q et f_p valent :

$$A_v = \frac{30 \text{ k}\Omega}{51 \text{ k}\Omega} + 1 = 1,59$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 1,59} = 0,709$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(47 \text{ k}\Omega)(330 \text{ pF})} = 10,3 \text{ kHz}$$

Ce filtre présente $Q = 0,77$ pour donner une ondulation de 0,1 dB. Or une valeur 0,709 donne une ondulation inférieure à 0,003 dB. Pour toutes les réalisations pratiques, la valeur 0,709 signifie que nous avons un filtre de Butterworth avec une très bonne approximation.

Pour cette réponse, la fréquence de coupure est égale à la fréquence du pôle, soit 10,3 kHz. Noter dans la figure 19.32b que la fréquence de pole est environ 1 dB. Cette valeur est 3 dB inférieure à celle du gain passe-bande de 4 dB.

19.6 Avez-vous compris ? Dans la question 19.6, faire passer les résistances de 47 kΩ à 22 kΩ et calculer, A_v , Q et f_p .

Question 19.7

D'après la figure 19.33, quelles sont la fréquence du pôle et la valeur du coefficient Q ? Que vaut la fréquence de coupure ?

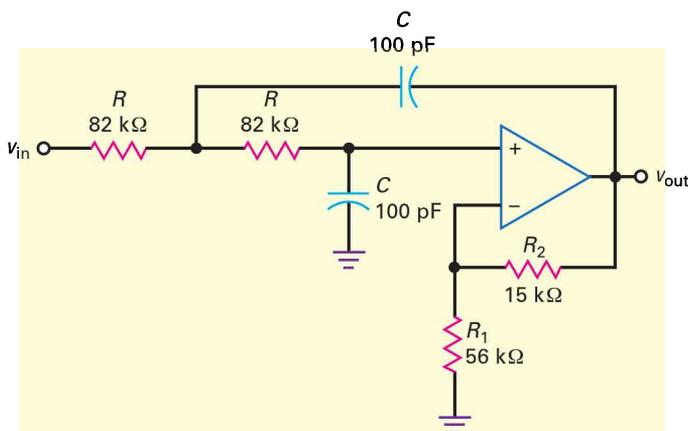


Figure 19.33
Exemple de filtre de Bessel à composants identiques.

Réponse A_v , Q et f_p valent :

$$A_v = \frac{15 \text{ k}\Omega}{56 \text{ k}\Omega} + 1 = 1,27$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 1,27} = 0,578$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(82 \text{ k}\Omega)(100 \text{ pF})} = 19,4 \text{ kHz}$$

C'est la valeur du coefficient Q d'une caractéristique de Bessel du deuxième ordre. $K_c = 0,786$, et la fréquence de coupure vaut :

$$f_c = 0,786 f_p = 0,786(19,4 \text{ kHz}) = 15,2 \text{ kHz}$$

19.7 Avez-vous compris ? Reprendre l'exemple 19.7 avec des condensateurs de 330 pF et une valeur de R de 100 kΩ.

Question 19.8

Quelles sont la fréquence du pôle et la valeur de Q sur la figure 19.34 ? Que valent les fréquences de résonance, de coupure et à 3 dB ? Quelle est la profondeur de l'ondulation en dB ?

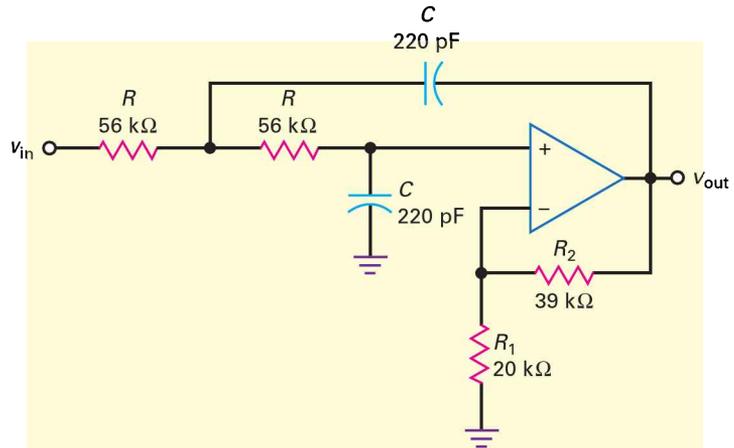


Figure 19.34
Exemple de filtre à composants identiques avec $Q > 0,707$.

Réponse A_v , Q et f_p valent :

$$A_v = \frac{39 \text{ k}\Omega}{20 \text{ k}\Omega} + 1 = 2,95$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2,95} = 20$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(56 \text{ k}\Omega)(220 \text{ pF})} = 12,9 \text{ kHz}$$

La figure 19.26 concerne seulement les valeurs du coefficient Q entre 1 et 10. Dans ce cas, il faut utiliser les relations (19.25) à (19.28) pour obtenir les valeurs de K et Q :

$$K_0 = 1$$

$$K_c = 1,414$$

$$K_3 = 1,55$$

$$A_p = 20 \log Q = 20 \log 20 = 26 \text{ dB}$$

La fréquence de résonance vaut :

$$f_0 = K_0 f_p = 12,9 \text{ kHz}$$

La fréquence de coupure vaut :

$$f_c = K_c f_p = 1,414(12,9 \text{ kHz}) = 18,2 \text{ kHz}$$

et la fréquence à 3 dB est :

$$f_{3\text{dB}} = K_3 f_p = 1,55(12,9 \text{ kHz}) = 20 \text{ kHz}$$

La réponse de ce circuit possède un pic de résonance égal à 26 dB à la fréquence 12,9 kHz, une cassure à partir de 0 dB à la fréquence de coupure 18,2 kHz et une chute de 3 dB à 20 kHz.

Un circuit de Sallen-Key comme celui-ci est irréalisable car la valeur du coefficient Q est trop grande. Or le gain en tension est 2,95 ; toute erreur dans les valeurs des résistances R_1 et R_2 peut entraîner une grande variation du coefficient Q .

Pour des résistances à $\pm 1\%$, le gain en tension peut devenir :

$$A_v = \frac{1,01(39 \text{ k}\Omega)}{0,99(20 \text{ k}\Omega)} + 1 = 2,989$$

Ce gain en tension donne une valeur du coefficient :

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2,989} = 90,9$$

Cette valeur est passée d'une valeur prévue égale à 20 à une valeur approchée égale à 90,9, ce qui provoque une fréquence radicalement différente de celle désirée.

Même si le filtre Sallen-Key à composants identiques est simple comparé aux autres, il présente l'inconvénient de sa forte sensibilité à la stabilité des composants pour les valeurs du coefficient Q importantes. C'est pour cela que l'on utilise des circuits plus complexes pour les étages de grands coefficients Q ; la complexité supplémentaire diminue la sensibilité aux composants.

19.8 Filtres passe-haut SVCV

La figure 19.35a représente un filtre Sallen-Key passe-haut à gain unitaire et ses équations. Remarquez la position « inversée » des résistances et des condensateurs. Notez aussi que le coefficient Q dépend du rapport des résistances au lieu du rapport des capacités. Les calculs sont identiques à ceux du filtre passe-bas, excepté qu'il faut diviser la fréquence du pôle par la valeur de K . Pour déterminer la fréquence de coupure du filtre passe-haut, nous utilisons :

$$f_c = \frac{f_p}{K_c} \quad (19.31)$$

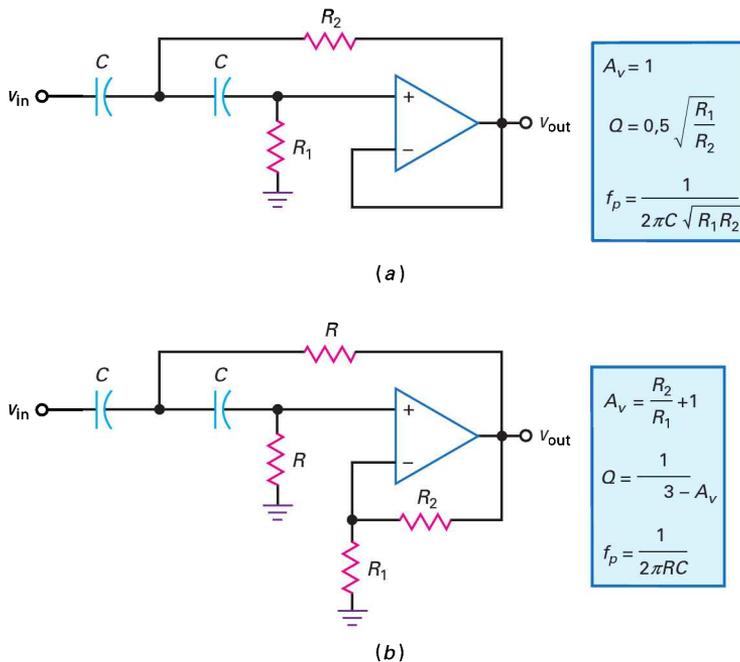


Figure 19.35
Étages passe-haut
du deuxième ordre SVCV.
(a) Gain unitaire ;
(b) gain en tension supérieur
à l'unité.

De même, nous divisons la fréquence du pôle par K_0 ou K_3 pour les autres fréquences. Pour une fréquence du pôle égale à 2,5 kHz et $K_c = 1,3$ (figure 19.26), la fréquence de coupure du filtre passe-haut est :

$$f_c = \frac{2,5 \text{ kHz}}{1,3} = 1,92 \text{ kHz}$$

La figure 19.35b représente le filtre Sallen-Key passe-haut à composants identiques et ses relations. Elles sont toutes identiques à celles du filtre passe-bas. Les résistances et les condensateurs sont « inversés ». Les applications suivantes montrent comment analyser les filtres passe-haut.

III Multisim

Question 19.9

Quelles sont les valeurs de la fréquence du pôle et du coefficient Q du filtre représenté sur la figure 19.36 ? Quelle est la fréquence de coupure ? Montrer la réponse en fréquence en traçant le diagramme de Bode avec Multisim.

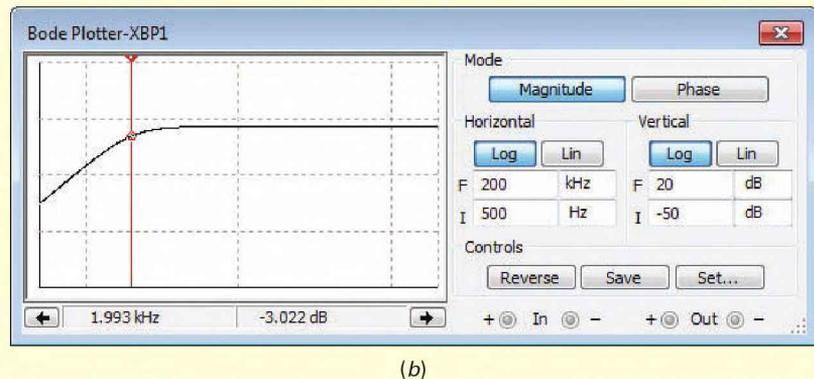
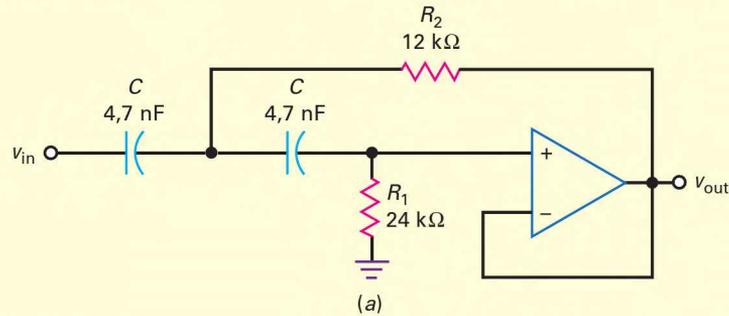


Figure 19.36

(a) Exemple de filtre passe-haut de Butterworth.
(b) Fréquence de coupure Multisim

Réponse Le coefficient Q et la fréquence du pôle valent :

$$Q = 0,5 \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} = 0,5 \sqrt{\frac{24 \text{ k}\Omega}{12 \text{ k}\Omega}} = 0,707$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}} = \frac{1}{2\pi (4,7 \text{ nF}) \sqrt{(24 \text{ k}\Omega)(12 \text{ k}\Omega)}} = 2 \text{ kHz}$$

Or $Q = 0,707$, le filtre présente une réponse du deuxième ordre de Butterworth et :

$$f_c = f_p = 2 \text{ kHz}$$

Le filtre présente une caractéristique de réponse passe-haut qui casse à 2 kHz et possède une chute de 40 dB/décade au-dessous de cette valeur. La figure 19.36b montre le tracé de la réponse en fréquence Multisim.

19.9 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 19.36 en doublant les valeurs des deux résistances. Calculer alors les valeurs Q , f_p et f_c .

Question 19.10

Quelles sont les valeurs de la fréquence du pôle et du coefficient Q du filtre représenté sur la figure 19.37 ? Que vaut la fréquence de résonance, la fréquence de coupure et la fréquence à 3 dB ? Quelle est la profondeur d'ondulation ou la valeur du pic en dB ?

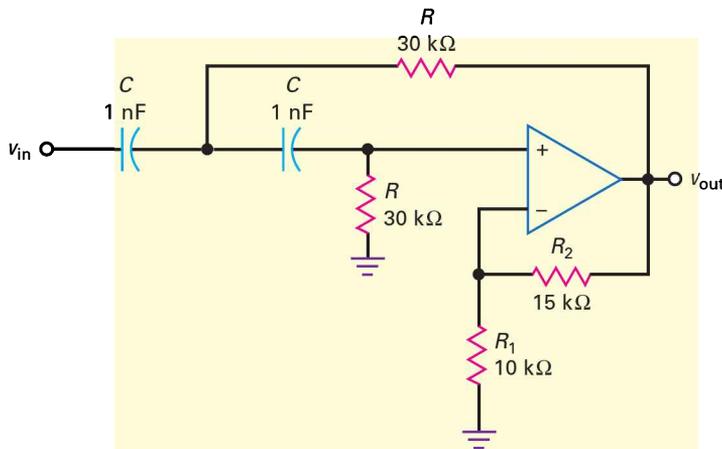


Figure 19.37
Exemple de filtre passe-haut
avec $Q > 1$.

Réponse A_v , Q et f_p valent :

$$A_v = \frac{15 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} + 1 = 2,5$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_v} = \frac{1}{3 - 2,5} = 2$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(30 \text{ k}\Omega)(1 \text{ nF})} = 5,31 \text{ kHz}$$

D'après la figure 19.26, $Q = 2$ donne les valeurs approchées suivantes :

$$K_0 = 0,94$$

$$K_c = 1,32$$

$$K_3 = 1,48$$

$$A_p = 20 \log Q = 20 \log 2 = 6,3 \text{ dB}$$

La fréquence de résonance est :

$$f_0 = \frac{f_p}{K_0} = \frac{5,31 \text{ kHz}}{0,94} = 5,65 \text{ kHz}$$

La fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{f_p}{K_c} = \frac{5,31 \text{ kHz}}{1,32} = 4,02 \text{ kHz}$$

La fréquence à 3 dB est :

$$f_{3\text{dB}} = \frac{f_p}{K_3} = \frac{5,31 \text{ kHz}}{1,48} = 3,59 \text{ kHz}$$

Le circuit présente une réponse fréquentielle avec un pic 6,3 dB à la fréquence 5,65 kHz, elle casse à la fréquence de coupure 4,02 kHz et elle perd 3 dB à 3,59 kHz.

19.10 Avez-vous compris ? Reprendre la question 19.10 en faisant passer la résistance de 15 kΩ à 17,5 kΩ.

19.9 Filtres passe-bande à réactions multiples

Un filtre passe-bande possède une fréquence centrale et une largeur de bande. Retenez les relations fondamentales d'un passe-bande :

$$BW = f_2 - f_1$$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

$$Q = \frac{f_0}{BW}$$

Lorsque $Q < 1$, le filtre est à large bande. Dans ce cas, on le construit en mettant en cascade un étage passe-bas avec un étage passe-haut. Dans le cas où $Q > 1$, le filtre est à bande étroite et on utilise une méthode différente.

19.9.1 Filtres à large bande

Supposons que nous voulions construire un filtre ayant une fréquence de coupure basse 300 Hz et une fréquence de coupure haute 3,3 kHz. La fréquence centrale de filtre est égale à :

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(300 \text{ Hz})(3,3 \text{ kHz})} = 995 \text{ Hz}$$

Sa largeur de bande vaut :

$$BW = f_2 - f_1 = 3,3 \text{ kHz} - 300 \text{ Hz} = 3 \text{ kHz}$$

Le coefficient Q est égal à :

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{995 \text{ Hz}}{3 \text{ kHz}} = 0,332$$

Puisque $Q < 1$, nous pouvons utiliser la cascade d'un étage passe-bas avec un étage passe-haut (figure 19.38). Le filtre passe-haut possède une fréquence de coupure égale à 300 Hz et le passe-bas une fréquence de coupure égale à 3,3 kHz. Lorsque les deux réponses en décibels sont rassemblées, nous obtenons une réponse avec une bande passante ayant les fréquences de coupure 300 Hz et 3,3 kHz.

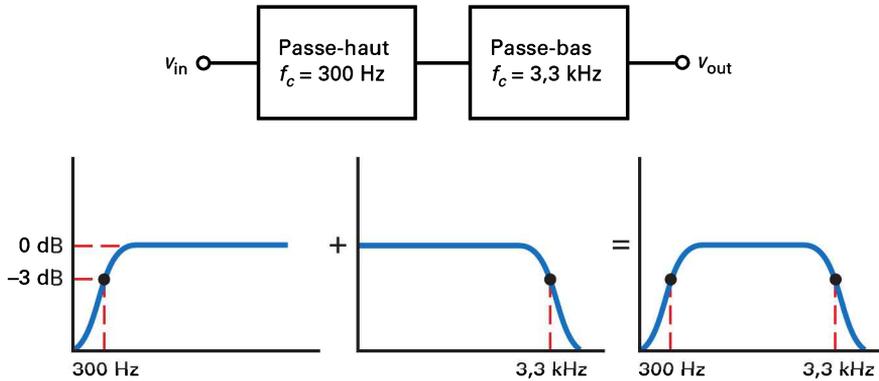


Figure 19.38
Filtre à large bande
avec un étage passe-bas
et un étage passe-haut.

Lorsque $Q > 1$, les fréquences de coupure sont plus proches que sur la figure 19.38 et la somme des deux atténuations est supérieure à 3 dB à ces fréquences. C'est pour cette raison que nous utilisons une autre méthode pour les filtres à bande étroite.

19.9.2 Filtres à bande étroite

Lorsque $Q > 1$, nous utilisons le **filtre à réactions multiples (FRM)** représenté sur la figure 19.39. D'abord, notez que le signal d'entrée est appliqué sur l'entrée inverseuse au lieu de l'entrée non inverseuse. Ensuite, notez que le circuit possède deux boucles de réaction, l'une avec un condensateur, l'autre avec une résistance.

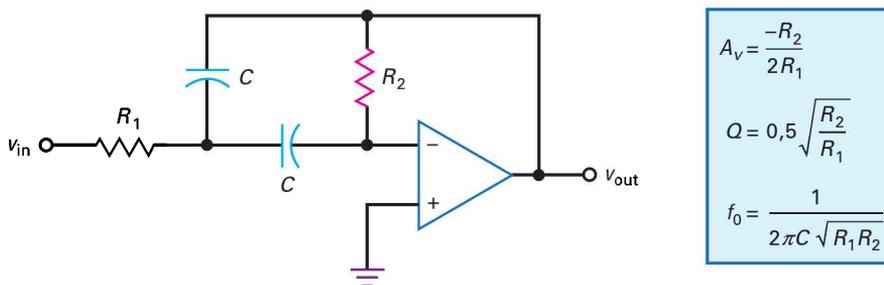


Figure 19.39
Étage passe-bande
à réactions multiples.

Aux basses fréquences, le condensateur est un circuit ouvert. Donc aucun signal n'atteint l'entrée de l'ampli op et la sortie est nulle. Aux hautes fréquences, le condensateur est un court-circuit et le gain en tension est nul car le condensateur de réaction présente une impédance nulle. Entre les fréquences extrêmes inférieure et supérieure, il existe une bande où le circuit se comporte comme un ampli inverseur.

Le gain en tension dans la bande passante vaut :

$$A_v = \frac{-R_2}{2R_1} \quad (19.32)$$

C'est presque le même que le gain en tension d'un ampli inverseur, à l'exception du facteur 2 au dénominateur. Le coefficient Q du circuit vaut :

$$Q = 0,5 \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \quad (19.33)$$

ce qui est équivalent à :

$$Q = 0,707 \sqrt{-A_v} \quad (19.34)$$

En utilisant la relation (19.34), la valeur absolue du gain en tension sera utilisée. Par exemple, si $A_v = -100$:

$$Q = 0,707 \sqrt{100} = 7,07$$

La relation (19.34) indique que plus le gain en tension est grand, plus le coefficient Q est élevé.

La fréquence centrale est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2} C_1 C_2} \quad (19.35)$$

Puisque $C_1 = C_2$ dans la figure 19.39, la relation précédente devient :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}} \quad (19.36)$$

19.9.3 Augmentation de l'impédance d'entrée

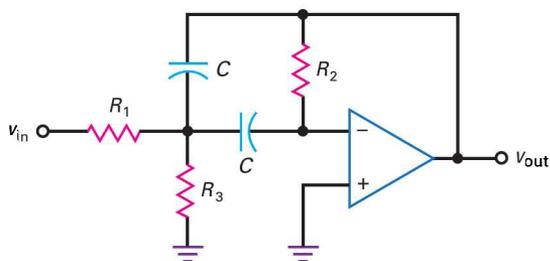
La relation (19.33) montre que le coefficient Q est proportionnel à la racine carrée du rapport R_2/R_1 . Pour obtenir de grandes valeurs, il faut avoir des grands rapports R_2/R_1 . Par exemple, pour avoir $Q = 5$, il faut $R_2/R_1 = 100$. Pour éviter les problèmes de tension de décalage d'entrée et de courant de polarisation, la résistance R_2 est généralement choisie inférieure à 100 k Ω , ce qui entraîne une résistance R_1 inférieure à 1 k Ω . Pour $Q > 5$, la résistance R_1 doit être encore inférieure ; cela donne une impédance d'entrée (figure 19.39) qui peut être trop faible.

La figure 19.40a représente un filtre à réactions multiples passe-bande avec une impédance d'entrée accrue. Le montage est identique au précédent, excepté pour la présence de la résistance R_3 . Notez le diviseur de tension formé par les résistances R_1 et R_3 . En appliquant le théorème de Thévenin, le circuit prend la forme simplifiée représentée sur la figure 19.40b. La configuration est identique à celle donnée par la figure 19.39, mais certaines relations sont différentes. Pour commencer, le gain en tension est donné par la relation (19.32), mais le coefficient Q et la fréquence centrale deviennent :

$$Q = 0,5 \sqrt{\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}} \quad (19.37)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{(R_1 \parallel R_3) R_2}} \quad (19.38)$$

Le circuit possède l'avantage de ce coefficient Q important et d'une grande impédance d'entrée car la résistance R_1 peut être importante pour une valeur du coefficient Q donnée.

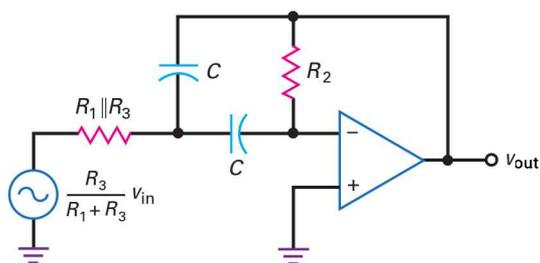


(a)

$$A_v = \frac{-R_2}{2R_1}$$

$$Q = 0,5 \sqrt{\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{(R_1 \parallel R_3)R_2}}$$



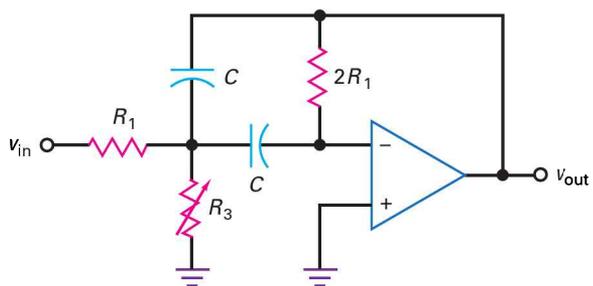
(b)

Figure 19.40
 Augmentation de l'impédance
 d'entrée d'un FRM.

19.9.4 Fréquence centrale variable à largeur de bande constante

Dans beaucoup d'applications, le gain en tension supérieur à un n'est pas nécessaire car ce gain est généralement disponible dans un autre étage. Si le gain en tension unitaire est possible, nous pouvons utiliser un circuit astucieux qui modifie la fréquence centrale sans altérer la largeur de la bande passante.

La figure 19.41 montre ce FRM modifié dans lequel $R_2 = 2R_1$ et la résistance R_3 est variable. Avec ce montage, les relations deviennent :



$$A_v = -1$$

$$Q = 0,707 \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_3}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{2R_1(R_1 \parallel R_3)}}$$

Figure 19.41
 FRM à fréquence centrale
 variable et largeur de bande
 constante.

$$A_v = -1 \quad (19.39)$$

$$Q = 0,707 \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_3}} \quad (19.40)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{2R_1(R_1 \parallel R_3)}} \quad (19.41)$$

Puisque $BW = f_0/Q$, nous pouvons démontrer pour la largeur de bande :

$$BW = \frac{1}{2\pi R_1 C} \quad (19.42)$$

La relation (19.41) montre que la variation de la résistance R_3 modifie f_0 , mais la relation (19.42) montre que la largeur de bande est indépendante de cette résistance R_3 . Nous obtenons une largeur de bande constante pour une fréquence centrale variable.

La résistance variable R_3 sur la figure 19.41 est souvent un JFET utilisé en résistance commandée en tension (étudié dans les chapitres précédents). Puisque la tension grille modifie la résistance du JFET, la fréquence centrale du montage varie électroniquement.

Question 19.11

La tension grille du JFET de la figure 19.42 peut faire varier la résistance de 15Ω à 80Ω . Que vaut la largeur de bande ? Quelles sont les fréquences centrales minimale et maximale ?

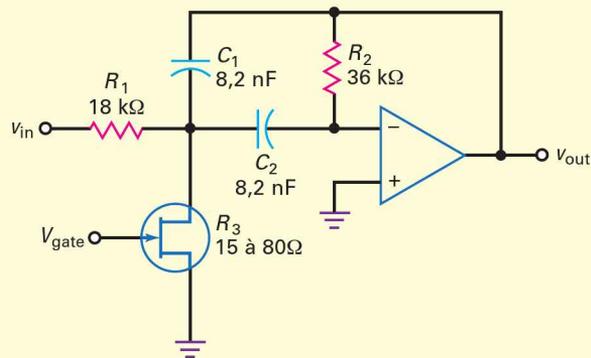


Figure 19.42
FRM ajustable avec
une résistance commandée
en tension.

Réponse La relation (19.42) donne la largeur de bande :

$$BW = \frac{1}{2\pi R_1 C} = \frac{1}{2\pi(18 \text{ k}\Omega)(8,2 \text{ nF})} = 1,08 \text{ kHz}$$

Avec la relation (19.41), la fréquence centrale minimale vaut :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{2R_1(R_1 \parallel R_3)}} = \frac{1}{2\pi(8,2 \text{ nF})\sqrt{2(18 \text{ k}\Omega)(18 \text{ k}\Omega \parallel 80 \Omega)}} = 11,4 \text{ kHz}$$

La fréquence centrale maximale vaut :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(8,2 \text{ nF})\sqrt{2(18 \text{ k}\Omega)(18 \text{ k}\Omega \parallel 15 \text{ k}\Omega)}} = 26,4 \text{ kHz}$$

19.11 Avez-vous compris ? En utilisant la figure 19.42, refaire cette question 19.11 en faisant passer R_1 à $10 \text{ k}\Omega$, R_2 à $20 \text{ k}\Omega$.

19.10 Filtres coupe-bande

Il existe beaucoup de montages de filtres coupe-bande (filtres suppresseurs de fréquence). Ils utilisent de un à quatre amplis op dans chaque étage du deuxième ordre. Dans de nombreux cas, le filtre coupe-bande doit éliminer une

fréquence unique. Par exemple, les lignes du réseau induisent une ondulation de 60 Hz dans les circuits sensibles et celle-ci peut interférer avec un signal utile. Dans ce cas, nous pouvons utiliser un filtre coupe-bande pour éliminer ce signal parasite.

La figure 19.43 représente un **filtre Sallen-Key supprimeur du deuxième ordre** et ses relations. Aux basses fréquences, tous les condensateurs sont des circuits ouverts et la totalité du signal atteint l'entrée non inverseuse. Le circuit a un gain en tension dans la bande passante égal à :

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (19.43)$$

Aux très hautes fréquences, tous les condensateurs sont des courts-circuits, la totalité du signal atteint l'entrée non inverseuse.

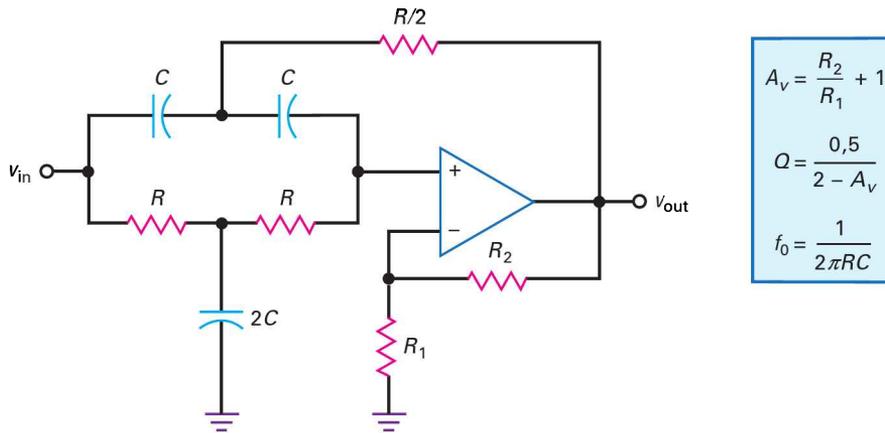


Figure 19.43
Filtre Sallen-Key supprimeur
du deuxième ordre.

Entre ces cas extrêmes, il existe une fréquence centrale donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (19.44)$$

À cette fréquence, le signal de réaction revient avec l'amplitude et la phase nécessaires pour atténuer le signal sur l'entrée non inverseuse. Par conséquent, la tension de sortie descend à une valeur très basse.

Le coefficient Q du montage vaut :

$$Q = \frac{0,5}{2 - A_v} \quad (19.45)$$

Le gain en tension de ce filtre doit être inférieur à 2 pour éviter les oscillations. À cause de la tolérance des résistances R_1 et R_2 , le coefficient Q du circuit doit être très inférieur à 10. Pour les grandes valeurs de Q , la tolérance de ces résistances peut donner un gain en tension supérieur à 2 et l'apparition des oscillations.

Question 19.12

Quelles sont les valeurs du gain en tension, de la fréquence centrale, et du coefficient Q pour le filtre coupe-bande représenté par la figure 19.43 si $R = 22 \text{ k}\Omega$; $C = 120 \text{ nF}$; $R_1 = 13 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$?

||| Multisim

Réponse Avec les relations (19.43) à (19.45), nous obtenons :

$$A_v = \frac{10 \text{ k}\Omega}{13 \text{ k}\Omega} + 1 = 1,77$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(22 \text{ k}\Omega)(120 \text{ nF})} = 60,3 \text{ kHz}$$

$$Q = \frac{0,5}{2 - A_v} = \frac{0,5}{2 - 1,77} = 2,17$$

La figure 19.44a illustre la réponse fréquentielle. Remarquez la finesse de la suppression pour un filtre du deuxième ordre.

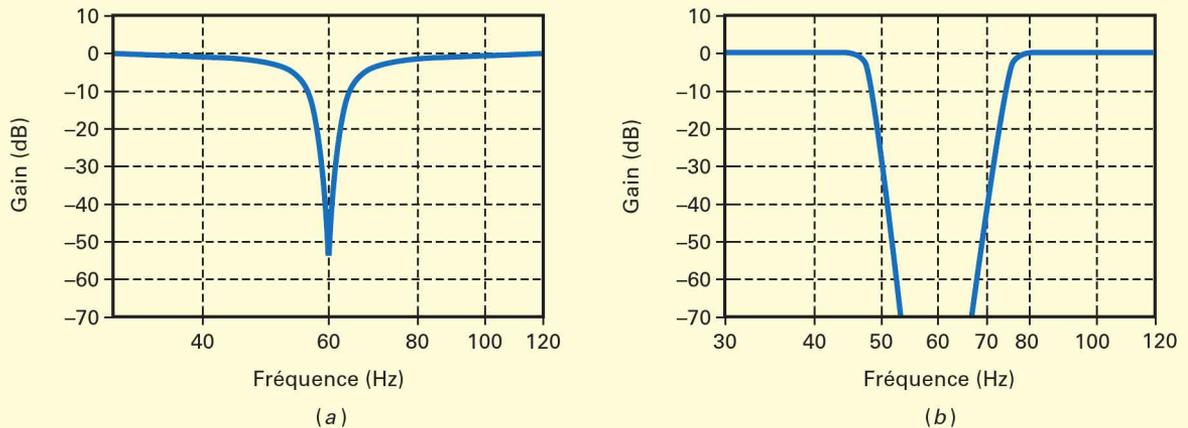


Figure 19.44

(a) Filtre suppresseur du 60 Hz du deuxième ordre ;
(b) filtre suppresseur avec $n = 20$.

En accroissant l'ordre, nous élargissons la suppression. La figure 19.44b montre la suppression effectuée par un filtre suppresseur d'ordre $n = 20$. Une suppression élargie diminue la sensibilité aux composants et garantit une forte atténuation du 60 Hz.

19.12 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 19.43 et modifier R_2 de façon à obtenir une valeur de Q égale à 3. Modifier la valeur de C pour avoir une fréquence centrale de 120 Hz.

19.11 Filtres passe-tout

À la section 19.1, nous avons présenté le concept du *filtre passe-tout*. Bien que ce nom soit largement utilisé dans l'industrie, une appellation plus descriptive serait *filtre déphaseur*, car il change la phase du signal de sortie sans en modifier l'amplitude. Un autre nom tout aussi adapté serait *filtre retardateur*, puisque le temps de retard est relié au déphasage.

19.11.1 Étage passe-tout du premier ordre

Le filtre passe-tout présente un gain en tension constant pour toutes les fréquences. Il est utile pour donner un certain déphasage à un signal sans modifier son amplitude.

La figure 19.45a représente un *filtre passe-tout retardateur du premier ordre*. Il est du premier ordre car il ne contient qu'un seul condensateur. La figure 19.45a

présente un circuit de déphasage. Il peut déphaser le signal de sortie entre 0 et -180° . La fréquence centrale du déphaseur se trouve au déphasage égal à la moitié du maximum possible. Pour un retardateur de phase du premier ordre, la fréquence centrale donne un déphasage égal à -90° .

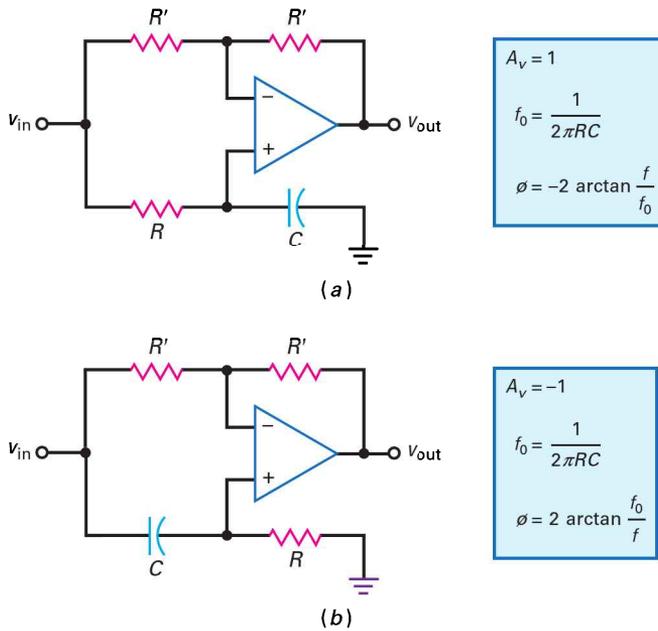


Figure 19.45
Étages passe-tout
du premier ordre.
(a) Sortie retardée en phase ;
(b) sortie avancée en phase.

La figure 19.45b représente un *filtre passe-tout avanceur du premier ordre*. Dans ce cas, le montage décale la phase du signal de sortie entre 180° et 0 . Cela signifie que le signal de sortie peut précéder le signal d'entrée jusqu'à $+180^\circ$. Pour ce type de filtre, le déphasage vaut $+90^\circ$ à la fréquence centrale.

19.11.2 Filtre passe-tout du deuxième ordre

Un filtre passe-tout du deuxième ordre possède au moins un ampli op, deux condensateurs et plusieurs résistances ; il peut décaler la phase de 0 à $\pm 360^\circ$. En plus, on peut modifier le coefficient Q de ce type de filtre pour changer la forme de la réponse en phase entre 0 et $\pm 360^\circ$. Sa fréquence centrale est celle où le déphasage est $\pm 180^\circ$.

La figure 19.46 représente un *filtre à réactions multiples passe-tout retardateur du deuxième ordre*. Il possède un ampli op, quatre résistances et deux condensateurs, ce qui est la configuration la plus simple. Des montages plus complexes utilisent deux amplis op ou plus, deux condensateurs et plusieurs résistances. Avec un filtre passe-tout du deuxième ordre, nous pouvons fixer la fréquence centrale et le coefficient Q .

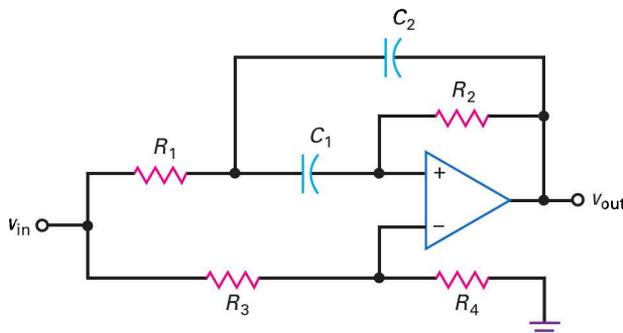
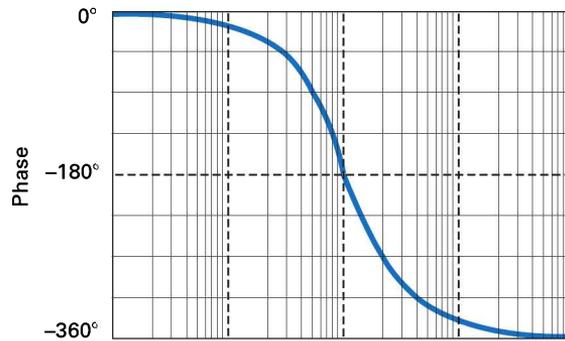
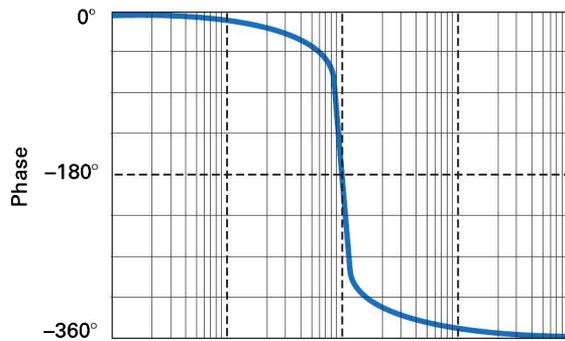


Figure 19.46
Étage passe-tout
du deuxième ordre.

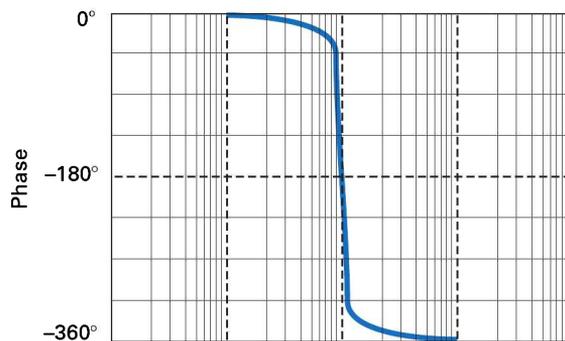
La figure 19.47a représente la réponse en phase d'un filtre passe-tout retardateur avec $Q = 0,707$. Remarquez l'accroissement de la phase du signal de sortie de 0 à -360° . En portant la valeur du coefficient Q à 2 , la réponse en phase devient celle représentée par la figure 19.47b. Un coefficient Q plus important ne change pas la fréquence centrale, mais la variation de la phase est plus rapide à son voisinage. Un coefficient Q égal à 10 provoque une évolution de la phase encore plus rapide (figure 19.47c).



(a)



(b)



(c)

Figure 19.47
Réponse en phase
du deuxième ordre.
(a) $Q = 0,707$;
(b) $Q = 2$;
(c) $Q = 10$.

19.11.3 Déphasage linéaire

Pour éviter la distorsion des signaux numériques (impulsions rectangulaires), un filtre doit donner un déphasage linéaire pour le fondamental et tous les harmoniques significatifs. Une contrainte équivalente est un temps de retard constant pour toutes les fréquences de la bande passante. La caractéristique de Bessel donne un déphasage presque constant et un retard identique. Mais pour certaines applications, la faible vitesse de chute n'est pas acceptable. Parfois, la seule solution consiste à prendre une autre réponse caractéristique pour avoir la vitesse de chute suffisante et ensuite utiliser un filtre passe-tout pour modifier le déphasage et obtenir un déphasage global linéaire.

19.11.4 Réponses de Bessel

Supposons que nous ayons besoin d'un filtre passe-bas pour lequel $A_p = 3$ dB ; $f_c = 1$ kHz ; $A_s = 60$ dB ; $f_s = 2$ kHz, avec un déphasage linéaire dans toute la bande passante. Nous utilisons un filtre du dixième ordre de Bessel : il donne la réponse fréquentielle représentée sur la figure 19.48a, la réponse de phase de la figure 19.48b, le temps de retard de la figure 19.48c et la réponse à un échelon de tension de la figure 19.48d.

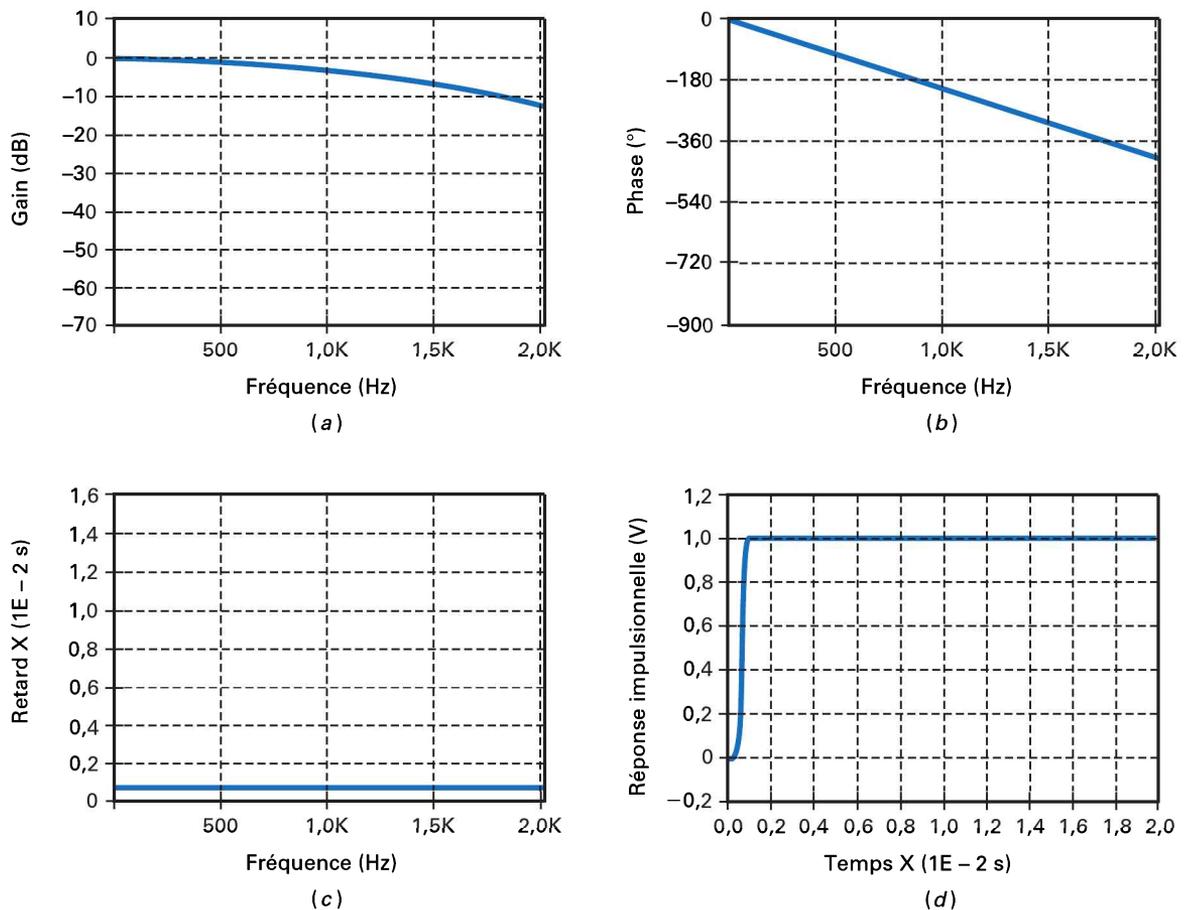


Figure 19.48 Réponse de Bessel pour $n = 10$. (a) Gain ; (b) phase ; (c) temps de retard ; (d) réponse temporelle à un échelon de tension.

Avant tout, remarquez la lenteur de la chute sur la figure 19.48a. La fréquence de coupure est 1 kHz ; une octave plus haut, l'atténuation est seulement 12 dB, ce qui ne satisfait pas aux spécifications $A_s = 60$ dB et $f_s = 2$ kHz. Mais observez la linéarité de la réponse en phase sur la figure 19.48b. C'est ce type de réponse qui est presque parfait pour les signaux numériques. Déphasage linéaire et temps de retard constant sont synonymes, c'est pourquoi le temps de retard illustré sur la figure 19.48c est constant. Pour terminer, voyez la qualité de la réponse temporelle à un échelon de tension sur la figure 19.48d ; elle n'est pas parfaite, mais elle n'en est pas loin.

19.11.5 Réponses de Butterworth

Pour respecter les spécifications, nous pouvons faire la chose suivante : mettre en cascade un filtre du dixième ordre de Butterworth et un filtre passe-tout. Le premier procure la rapidité de la chute voulue et le second fournit une réponse en phase qui, avec celle du filtre précédent, donne une réponse en phase totale linéaire.

Le filtre du dixième ordre de Butterworth présente la réponse fréquentielle de la figure 19.49a, la réponse en phase de la figure 19.49b, le temps de retard de la figure 19.49c et la réponse à un échelon de la figure 19.49d. Comme nous le voyons, l'atténuation est égale à 60 dB à 2 kHz (figure 19.49a), ce qui vérifie les

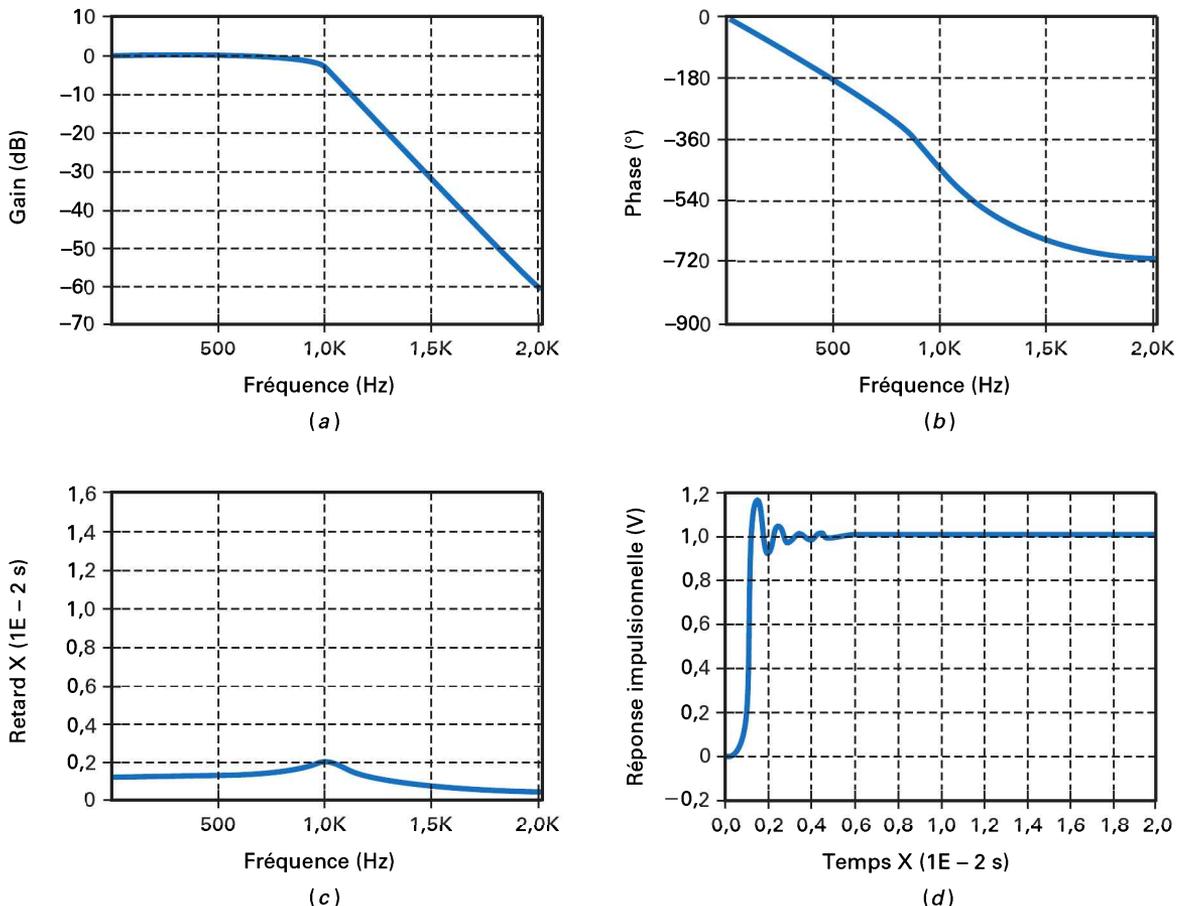


Figure 19.49 Réponses de Butterworth pour $n = 10$. (a) Gain ; (b) phase ; (c) temps de retard ; (d) réponse temporelle à un échelon de tension.

spécifications $A_s = 60$ dB et $f_s = 2$ kHz. Cependant, la réponse en phase n'est pas linéaire (figure 19.49b) ; ce type de réponse distord les signaux numériques. De même, le temps de retard présente un pic (figure 19.49c). Finalement, la réponse temporelle à un échelon de tension illustrée par la figure 19.49d présente des rebonds (suroscillation).

19.11.6 Correcteurs de phase

L'un des usages principaux des filtres passe-tout est de corriger la réponse en phase totale en ajoutant le déphasage nécessaire à chaque fréquence pour linéariser la réponse globale. Quand ceci est fait, le temps de retard est constant et la suroscillation disparaît. Quand il sert à corriger le temps de retard d'un autre filtre, le filtre passe-tout est parfois appelé **réseau correcteur de phase**. Il possède un temps de retard qui ressemble à l'image inversée du temps de retard original. Par exemple, pour compenser le temps de retard de la figure 19.49c, le correcteur de phase doit avoir la courbe tête en bas de la figure 19.49c. Comme le temps de retard total est la somme des deux précédents, il est plat ou constant.

La conception d'un correcteur de phase est extrêmement délicate. À cause de la complexité des calculs nécessaires, seuls les ordinateurs trouvent la valeur des composants en un temps raisonnable. Pour synthétiser un filtre passe-tout, le calculateur met en cascade plusieurs étages passe-tout du deuxième ordre et échelonne les fréquences centrales et les valeurs des coefficients Q pour obtenir le produit final.

Question 19.13



Dans la figure 19.45b, $R = 1$ k Ω et $C = 100$ nF. Quel est le déphasage de la tension de sortie pour $f = 1$ kHz ?

Réponse La figure 19.45b donne l'expression de la fréquence de coupure :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(1 \text{ k}\Omega)(100 \text{ nF})} = 1,59 \text{ kHz}$$

Le déphasage vaut :

$$\phi = 2 \arctan \frac{1,59 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} = 116^\circ$$

19.12 Filtrés biquadratiques et filtres à variables d'état

Tous les filtres du deuxième ordre étudiés jusqu'à maintenant utilisent un seul ampli op. Ces étages à un seul ampli op sont suffisants pour beaucoup d'applications. Dans les cas plus difficiles, on utilise des étages du deuxième ordre plus complexes.

19.12.1 Filtre biquadratique

La figure 19.50 représente un **filtre passe-bande/passe-bas biquadratique du deuxième ordre**. Il possède trois amplis op, deux condensateurs identiques et six résistances. Les résistances R_2 et R_1 fixent le gain en tension. Les résistances R_3 et R'_3 ont les mêmes valeurs nominales, de même pour R_4 et R'_4 . Les équations du montage sont données sur la figure 19.50.

$$A_V = \frac{-R_2}{R_1}$$

$$Q = \frac{R_2}{R_3}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_3 C}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

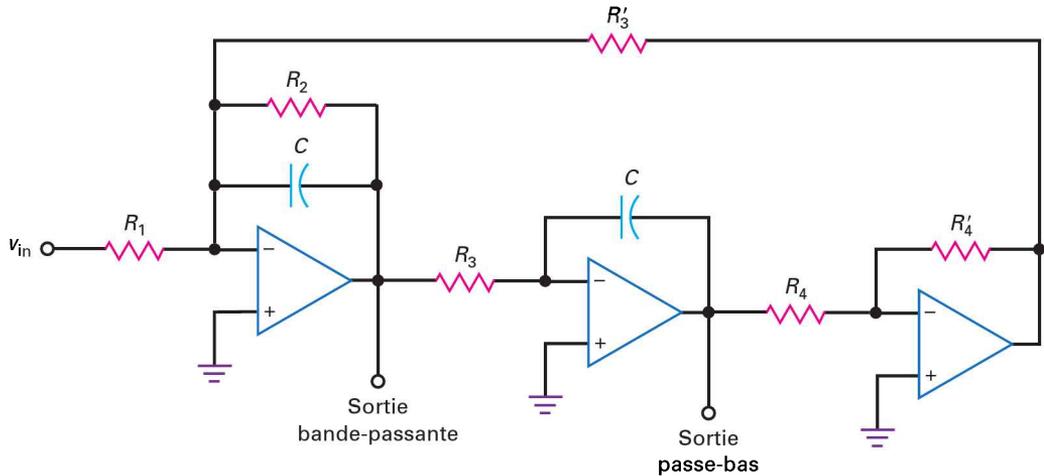


Figure 19.50
Étage biquadratique.

Le filtre biquadratique est aussi nommé *filtre Tow-Thomas (filtre TT)*. Ce type de filtre peut être accordé en faisant varier R_3 . Cela n'a pas d'effet sur le gain en tension, ce qui est un avantage. Le filtre biquadratique de la figure 19.50 possède aussi une sortie passe-bas. Dans certains cas, avoir une réponse passe-bande et passe-bas simultanément est un avantage.

Voici une autre qualité du filtre biquadratique : sa largeur de bande est donnée par :

$$BW = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

Avec le filtre représenté sur la figure 19.50, nous pouvons faire varier le gain en tension grâce à la résistance R_1 , la largeur de bande grâce à la résistance R_2 et la fréquence centrale grâce à la résistance R_3 . Un gain en tension, une largeur de bande et une fréquence centrale ajustables séparément constituent un avantage important ; c'est l'une des raisons de la popularité des filtres biquadratiques (parfois nommés *biquads*).

L'addition d'un quatrième ampli op et d'autres composants permet de construire un filtre biquadratique passe-haut, coupe-bande et passe-tout. L'utilisation du filtre biquadratique est fréquente lorsque la tolérance des composants pose un problème, ils ont moins de sensibilité à la valeur des composants que les filtres Sallen-Key et les filtres à réactions multiples.

19.12.2 Filtre à variables d'état

Le **filtre à variables d'état** est aussi appelé *filtre KHN* d'après ses inventeurs (Kerwin, Huelsman et Newcomb). Deux configurations sont possibles : inverseuse et non inverseuse. La figure 19.51 représente un filtre à variables d'état du deuxième ordre. Il possède trois sorties simultanées : passe-bas, passe-haut et passe-bande. Cela peut être un avantage dans certaines applications.

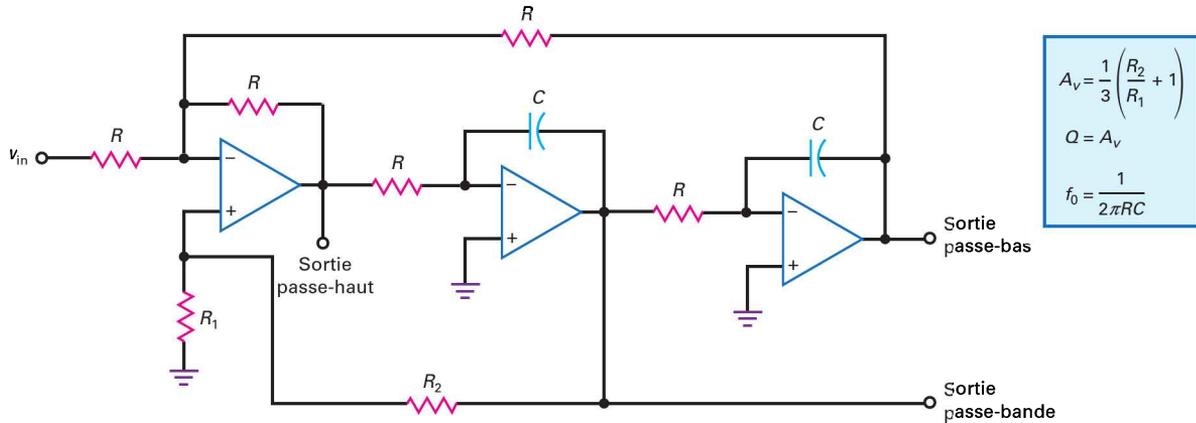


Figure 19.51
Étage à variables d'état.

L'addition d'un quatrième ampli op et de quelques composants supplémentaires rend le coefficient Q du montage indépendant du gain en tension et de la fréquence centrale. Cela veut dire que le coefficient Q est constant quand la fréquence centrale varie. Une valeur de Q constante entraîne une largeur de bande égale à un certain pourcentage de la fréquence centrale. Si $Q = 10$, la largeur de bande est 10 % de f_0 . Dans les applications où la fréquence centrale est variable, cela est appréciable.

Comme le filtre biquad, le filtre à variables d'état joue plus de rôles que les filtres SVCV et les FRM. L'addition d'un ampli op et d'autres composants le rend plus adapté pour des filtres d'ordre supérieur et des applications critiques. En plus, le filtre biquad et le filtre à variables d'état sont les filtres qui ont le moins de sensibilité aux composants, ce qui facilite la réalisation et demande moins de réglages.

19.12.3 Conclusion

L'encart *À retenir* 19.7 résume les quatre montages fondamentaux de filtres qui implémentent les différentes caractéristiques de sortie. Les filtres Sallen-Key appartiennent à la classe des filtres SVCV. Les filtres à réactions multiples sont surnommés *FRM*. Les filtres biquadratiques sont appelés *filtres TT*. Les filtres à variables d'état sont notés *filtres KHN*. La complexité des filtres SVCV et des FRM est faible car ils utilisent un seul ampli op, alors que celle des filtres TT et KHN est forte à cause de l'emploi de trois à cinq amplis op dans un étage du deuxième ordre.

À RETENIR 19.7 – Circuits de filtrage fondamentaux

Type	Autre nom	Complexité	Sensibilité	Réglage	Avantages
Sallen-Key	SVCV	Faible	Forte	Difficile	Simplicité, pas d'inversion
Réactions multiples	FRM	Faible	Forte	Difficile	Simplicité, inversion
Biquadratique	TT	Grande	Faible	Facile	Stabilité, sorties supplémentaires, BW constante
Variables d'état	KHN	Grande	Faible	Facile	Stabilité, sorties supplémentaires, Q constant

Les filtres SVCV et les FRM présentent une grande sensibilité à la tolérance des composants, alors que celle-ci est plus faible pour les deux autres types de filtres. Les filtres SVCV et les FRM peuvent être assez difficiles à régler à cause de l'interaction entre le gain en tension, la fréquence de coupure, la fréquence centrale et le coefficient Q . Le filtre TT est très facile à régler à cause de ses gains en tension, fréquence centrale et largeur de bande indépendants. Le filtre KHN a un gain en tension, une fréquence centrale et un coefficient Q réglables indépendamment les uns des autres. Finalement les filtres SVCV et les FRM offrent la simplicité, alors que les filtres TT et KHN donnent la stabilité et des sorties supplémentaires. Lorsque la fréquence centrale d'un passe-bande varie, le filtre TT présente une largeur de bande constante et le filtre KHN présente un coefficient Q constant.

Bien que les cinq caractéristiques fondamentales (Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverse, elliptique et Bessel) soient réalisables avec des circuits à amplis op, les plus compliquées (Chebyshev inverse et elliptique) ne peuvent être implémentées avec des circuits SVCV et FRM. L'encart *À retenir* 19.8 donne les cinq caractéristiques de réponse et les montages utilisables pour elles. Nous voyons que les réponses bande atténuée avec ondulation des caractéristiques de Chebyshev inverse et elliptique nécessitent des filtres complexes tels que le filtre KHN.

À RETENIR 19.8 – Caractéristiques et circuits

Type	Bande passante	Bande atténuée	Étages utilisables
Butterworth	Plate	Monotone	SVCV, FRM, TT, KHN
Chebyshev	Ondulée	Monotone	SVCV, FRM, TT, KHN
Chebyshev inverse	Plate	Ondulée	KHN
Elliptique	Ondulée	Ondulée	KHN
Bessel	Plate	Monotone	SVCV, FRM, TT, KHN

Ce chapitre a envisagé quatre des circuits de filtrage les plus fondamentaux (*À retenir* 19.7). Ils sont très populaires et très utilisés, mais n'oubliez pas que beaucoup plus de circuits sont présents dans les logiciels de réalisation de filtres par ordinateur. Ils contiennent les étages du deuxième ordre suivants : Akerberg-Mossberg, Bach, Berha-Herpy, Boctor, Dliyannis-Friend, Fliege, Mikhael-Bhattacharyya, Scultety et le twin-T. Tous ces filtres actifs utilisés actuellement ont leurs avantages et leurs inconvénients, ce qui permet au concepteur de choisir le meilleur compromis pour une application.

Réviser

Résumé

19.1 Réponses idéales

Il y a cinq réponses fondamentales : passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande et passe-tout. Les quatre premières possèdent une bande passante et une bande atténuée. Idéalement, l'atténuation dans la bande passante est nulle, elle est infinie dans la bande atténuée et la transition est rectangulaire.

19.2 Caractéristiques de réponse

La bande passante se caractérise par sa faible atténuation et sa fréquence de bord, la bande atténuée par sa forte atténuation et sa fréquence de bord. L'ordre d'un filtre est le nombre de composants réactifs. Dans les filtres actifs, c'est généralement le nombre de condensateurs. Les cinq caractéristiques de réponse classiques sont Butterworth (bande passante plate), Chebyshev (bande passante ondulée), Chebyshev inverse (bande passante plate, bande atténuée ondulée), elliptique (bande passante et bande atténuée ondulées) et Bessel (temps de retard plat).

19.3 Filtres passifs

Un filtre passe-bas possède une fréquence de résonance f_0 et un coefficient Q . La réponse est plate pour $Q = 0,707$. Lorsque la valeur du coefficient Q augmente, un pic apparaît dans la réponse centrée sur la fréquence de résonance. La réponse de Chebyshev survient pour $Q > 0,707$ et celle de Bessel pour $Q = 0,577$. Plus le coefficient Q est grand, plus la chute dans la région de transition est rapide.

19.4 Étages du premier ordre

Les étages du premier ordre possèdent un condensateur et une ou plusieurs résistances. Tous les étages du premier ordre donnent une caractéristique de Butterworth car un pic est possible uniquement pour les étages deuxième ordre. Un étage premier ordre peut donner soit un filtre passe-bas soit un filtre passe-haut.

19.5 Filtres passe-bas du deuxième ordre à gain unité SVCV

Les étages du deuxième ordre sont les plus courants car ils sont simples à implémenter et à analyser. Les valeurs du coefficient Q du circuit donnent plusieurs valeurs K . La fréquence du pôle de l'étage passe-bas doit être multipliée par K pour obtenir la fréquence de résonance là où se trouve le pic, la fréquence de coupure et la fréquence à 3 dB.

19.6 Filtres d'ordre supérieur

On construit les filtres d'ordre supérieur en mettant en cascade des étages du deuxième ordre ou des étages du deuxième ordre et du premier ordre si l'ordre total est impair. Dans une cascade d'étages de filtrage, on additionne les gains en dB des étages pour obtenir le gain total en dB. Pour obtenir une réponse de Butterworth dans un filtre d'ordre supérieur, il faut échelonner les valeurs du coefficient Q des étages. Pour la réponse de Chebyshev et les autres, il faut échelonner les fréquences du pôle et les valeurs du coefficient Q .

19.7 Filtres passe-bas à composants identiques SVCV

Le filtre Sallen-Key à composants identiques contrôle le coefficient Q par le gain en tension. Celui-ci doit être inférieur à 3 pour éviter les oscillations. Les valeurs importantes du coefficient Q sont difficiles à obtenir car la sensibilité à la tolérance des composants est très importante pour la détermination du gain en tension et de Q .

19.8 Filtres passe-haut SVCV

Les filtres passe-haut SVCV ont la même configuration que les filtres passe-bas sauf que les résistances et les condensateurs sont « inversés ». De nouveau le coefficient Q détermine K , il faut diviser la fréquence du pôle par les valeurs K pour obtenir la fréquence de résonance, la fréquence de coupure et la fréquence à 3 dB.

19.9 Filtres passe-bande à réactions multiples

On met en cascade un filtre passe-bas et un filtre passe-haut pour réaliser un filtre passe-bande possédant un coefficient $Q < 1$. Lorsque $Q > 1$, cela donne des filtres à bande étroite plutôt que des filtres à large bande.

19.10 Filtres coupe-bande

On peut utiliser les filtres coupe-bande pour éliminer une fréquence spécifique telle que le 60 Hz induit par les lignes du réseau. Avec le filtre Sallen-Key suppresseur, le gain en tension contrôle le coefficient Q du circuit. Ce gain doit être inférieur à 2 pour éviter les oscillations.

19.11 Filtres passe-tout

C'est une mauvaise dénomination, le filtre passe-tout fait plus que transmettre toutes les fréquences sans atténuation. Il est conçu pour contrôler la phase du signal de sortie. L'utilisation du passe-tout pour l'égalisation de la phase ou du temps de retard est particulièrement importante. Avec un des filtres précédents pour obtenir la réponse fréquentielle

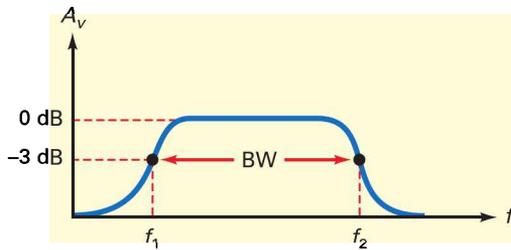
désirée, le filtre passe-tout donne la réponse en phase désirée et le filtre global possède une réponse en phase linéaire équivalente à un temps de retard plat.

19.12 Filtres biquadratiques et filtres à variables d'état

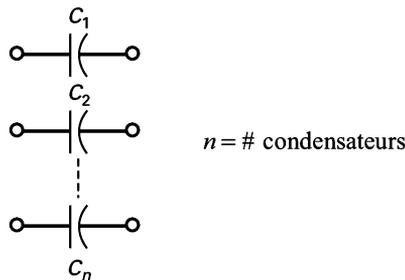
Les filtres biquadratiques ou filtres TT utilisent trois ou quatre amplis op. Quoique plus complexes, ces filtres possèdent une sensibilité plus faible aux composants et ils se règlent plus facilement. Ce type de filtres possède aussi une sortie passe-bas et une sortie passe-bande simultanées. Les filtres à variables d'état ou filtres KHN ont aussi trois amplis op ou plus. Avec un quatrième ampli op, le filtre est très simple à régler car son gain en tension, sa fréquence centrale, et son coefficient Q sont réglables de manière complètement indépendante.

Définitions

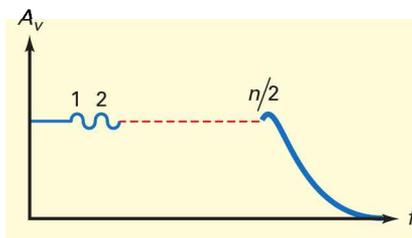
(19.1) Largeur de bande :



(19.4) Ordre d'un filtre :



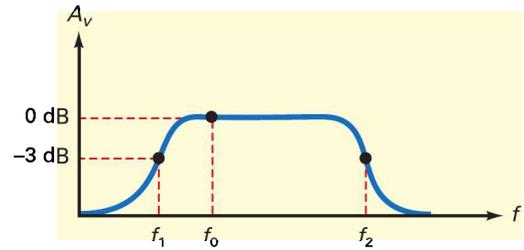
(19.5) Nombre d'ondulations :



$$\# \text{ ondulations} = \frac{n}{2}$$

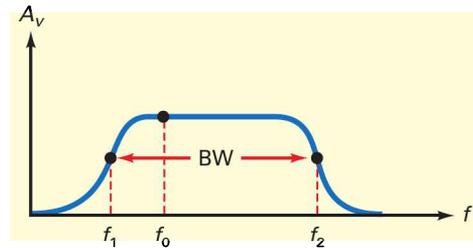
Relations

(19.2) Fréquence centrale :



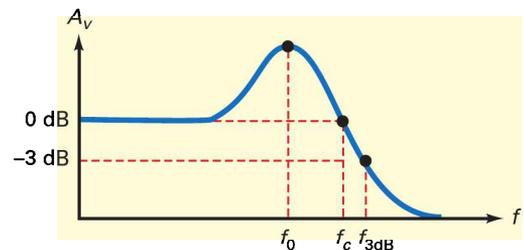
$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

(19.3) Coefficient Q d'un étage :



$$Q = \frac{f_0}{BW}$$

(19.22) à (19.24) Fréquence centrale, fréquence de coupure et fréquence à 3 dB :



$$f_0 = K_0 f_p$$

$$f_c = K_c f_p$$

$$f_{3dB} = K_3 f_p$$

S'entraîner

Auto-évaluation

- La région entre la bande passante et la bande atténuée s'appelle :
 - a) l'atténuation
 - b) le centre
 - c) la transition
 - d) l'ondulation
- La fréquence centrale d'un filtre passe-bande est toujours égale à :
 - a) la largeur de bande
 - b) la moyenne géométrique des fréquences de coupure
 - c) la largeur de bande divisée par Q
 - d) la fréquence à 3 dB
- Le coefficient Q d'un filtre à bande étroite est toujours :
 - a) petit
 - b) égal à BW divisée par f_0
 - c) inférieur à 1
 - d) supérieur à 1
- Un filtre coupe-bande est parfois appelé :
 - a) circuit de dissipation
 - b) déphaseur
 - c) filtre supprimeur
 - d) circuit retardateur
- Un filtre passe-tout possède :
 - a) aucune bande passante
 - b) une bande atténuée
 - c) le même gain à toutes les fréquences
 - d) une chute rapide après la coupure
- La caractéristique avec la bande passante la plus plate est de type :
 - a) Chebyshev
 - b) Chebyshev inverse
 - c) elliptique
 - d) Causer
- La caractéristique avec une bande passante ondulée est de type :
 - a) Butterworth
 - b) Chebyshev inverse
 - c) elliptique
 - d) Bessel
- La caractéristique qui donne le moins de distorsion aux signaux numériques est de type :
 - a) Butterworth
 - b) Chebyshev
 - c) elliptique
 - d) Bessel
- Un filtre avec six étages du deuxième ordre et un étage du premier ordre est d'ordre :
 - a) 2
 - b) 6
 - c) 7
 - d) 13
- Si un filtre de Butterworth a neuf étages du deuxième ordre, sa chute vaut :
 - a) 20 dB par décade
 - b) 40 dB par décade
 - c) 180 dB par décade
 - d) 360 dB par décade
- Si $n = 10$, la caractéristique ayant la chute la plus rapide dans la région de transition est de type :
 - a) Butterworth
 - b) Chebyshev
 - c) Chebyshev inverse
 - d) elliptique
- La caractéristique elliptique possède :
 - a) une chute lente par rapport à la caractéristique de Causer
 - b) une bande atténuée ondulée
 - c) une bande passante très plate
 - d) une bande atténuée monotone
- Un déphasage linéaire est équivalent à :
 - a) $Q = 0,707$
 - b) une bande atténuée très plate
 - c) un temps de retard constant
 - d) une bande passante ondulée
- Le filtre qui possède la vitesse de chute la plus faible est de type :
 - a) Butterworth
 - b) Chebyshev
 - c) elliptique
 - d) Bessel
- Un étage de filtrage actif du premier ordre a :
 - a) un condensateur
 - b) deux amplis op
 - c) trois résistances
 - d) un grand coefficient Q
- Un étage du premier ordre ne peut avoir :
 - a) une réponse de Butterworth
 - b) une réponse de Chebyshev
 - c) une bande passante très plate
 - d) une vitesse de chute de 20 dB/décade
- Les filtres Sallen-Key s'appellent aussi :
 - a) filtres SVCV
 - b) FRM
 - c) filtres biquadratiques
 - d) filtres à variables d'état
- Pour faire un filtre du dixième ordre, on peut mettre en cascade :
 - a) 10 étages du premier ordre
 - b) 5 étages du deuxième ordre
 - c) 3 étages du troisième ordre
 - d) 2 étages du quatrième ordre
- Pour avoir une réponse de Butterworth avec un filtre du huitième ordre, les étages doivent avoir :
 - a) des coefficients Q égaux
 - b) des fréquences centrales différentes
 - c) des inductances
 - d) des coefficients Q échelonnés

20. Pour avoir une réponse de Chebyshev avec un filtre du douzième ordre, les étages doivent avoir :
- a) des coefficients Q égaux
 - b) des fréquences centrales égales
 - c) des largeurs de bande échelonnées
 - d) des fréquences centrales et des coefficients Q échelonnés
21. Le coefficient Q d'un filtre Sallen-Key du deuxième ordre à composants égaux dépend :
- a) du gain en tension
 - b) de la fréquence centrale
 - c) de la largeur de bande
 - d) du PGB de l'ampli op
22. Avec un filtre Sallen-Key passe-haut, la fréquence du pôle doit être :
- a) ajoutée aux valeurs K
 - b) soustraite aux valeurs K
 - c) multipliée par les valeurs K
 - d) divisée par les valeurs K
23. Si la largeur de bande augmente :
- a) la fréquence centrale diminue
 - b) le coefficient Q diminue
 - c) la vitesse de chute augmente
 - d) l'ondulation apparaît dans la bande atténuée
24. Lorsque $Q > 1$, un filtre passe-bande peut être construit avec :
- a) des étages passe-bas et passe-haut
 - b) des étages FRM
 - c) des étages supprimeurs
 - d) des étages passe-tout
25. Les filtres passe-tout sont utilisés quand :
- a) il faut des vitesses de chute importantes
 - b) le déphasage est grand
 - c) une bande plate maximale est nécessaire
 - d) une bande atténuée ondulée est importante
26. Un filtre passe-tout du deuxième ordre peut faire varier la phase de sortie de :
- a) 90° à -90°
 - b) 0 à -180°
 - c) 0 à -360°
 - d) 0 à -720°
27. Le filtre passe-tout est parfois appelé :
- a) filtre Tow-Thomas
 - b) filtre retardateur
 - c) filtre KHN
 - d) filtre à variables d'état
28. Le filtre biquadratique :
- a) a peu de sensibilité aux composants
 - b) utilise trois amplis op ou plus
 - c) est aussi appelé filtre Tow-Thomas
 - d) a toutes les propriétés précédentes
29. Le filtre à variables d'état :
- a) a des sorties passe-bas, passe-haut et passe-bande
 - b) est difficile à accorder
 - c) a une forte sensibilité aux composants
 - d) utilise moins de trois amplis op

30. Si le PGB est limité, le coefficient Q de l'étage :

- a) reste le même
- b) double
- c) diminue
- d) augmente

31. Pour corriger un PGB limité, le concepteur doit utiliser :

- a) un temps de retard constant
- b) la prédistorsion
- c) un déphasage linéaire
- d) une bande passante ondulée

Exercices

19.1 Réponses idéales

19.1 Un filtre passe-bande possède une fréquence de coupure basse 445 Hz et une fréquence de coupure haute 7 800 Hz. Quels sont la bande passante, la fréquence centrale et le coefficient Q ? Est-ce un filtre à large bande ou un filtre à bande étroite ?

19.2 Si un circuit passe-bande possède les fréquences de coupure 20 kHz et 22,5 kHz, que valent la largeur de bande, la fréquence centrale et le coefficient Q du circuit ? Est-ce un filtre à large bande ou un filtre à bande étroite ?

19.3 Dans les filtres suivants, identifiez les filtres à large bande et les filtres à bande étroite :

- a) $f_1 = 2,3$ kHz et $f_2 = 4,5$ kHz
- b) $f_1 = 47$ kHz et $f_2 = 75$ kHz
- c) $f_1 = 2$ Hz et $f_2 = 5$ Hz
- d) $f_1 = 80$ Hz et $f_2 = 160$ Hz

19.2 Caractéristiques de réponse

19.4 Un filtre actif contient 7 condensateurs. Quel est son ordre ?

19.5 Si un filtre de Butterworth contient 10 condensateurs, quelle est sa vitesse de chute ?

19.6 Un filtre de Chebyshev a 14 condensateurs, quel est le nombre d'ondulations de sa bande passante ?

19.3 Filtres passifs

19.7 Le filtre de la figure 19.17 possède $L = 20$ mH ; $C = 5$ μ F ; $R = 600$ Ω . Quelle est la fréquence de résonance ? Que vaut le coefficient Q ?

19.8 Si l'inductance est réduite d'un facteur 2 dans l'exercice précédent, quelle est la fréquence de résonance ? Que vaut le coefficient Q ?

19.4 Étages du premier ordre

19.9 Dans la figure 19.21a, $R_1 = 15$ k Ω et $C_1 = 270$ nF. Que vaut la fréquence de coupure ?

19.10 **IIII Multisim** Dans la figure 19.21*b*, $R_1 = 7,5 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 680 \text{ pF}$. Quelle est la fréquence de coupure ? Que vaut le gain en tension dans la bande passante ?

19.11 **IIII Multisim** Dans la figure 19.21*c*, $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 330 \text{ pF}$. Quelle est la fréquence de coupure ? Que vaut le gain en tension dans la bande passante ?

19.12 Dans la figure 19.22*a*, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $C_1 = 15 \text{ nF}$. Quelle est la fréquence de coupure ?

19.13 Dans la figure 19.22*b*, $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 24 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 220 \text{ pF}$. Quelle est la fréquence de coupure ? Que vaut le gain en tension dans la bande passante ?

19.14 Dans la figure 19.22*c*, $R_1 = 8,2 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 560 \text{ pF}$; $C_2 = 680 \text{ pF}$. Quelle est la fréquence de coupure ? Que vaut le gain en tension dans la bande passante ?

19.5 Filtres passe-bas du deuxième ordre à gain unité SVCV

19.15 **IIII Multisim** Dans la figure 19.24, $R = 75 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 100 \text{ pF}$; $C_2 = 200 \text{ pF}$. Quelles sont les valeurs de la fréquence du pôle et du coefficient Q ? Que valent la fréquence de coupure et la fréquence à 3 dB ?

19.16 Dans la figure 19.25, $R = 51 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 100 \text{ pF}$; $C_2 = 680 \text{ pF}$. Quelles sont les valeurs de la fréquence du pôle et du coefficient Q ? Que valent la fréquence de coupure et la fréquence à 3 dB ?

19.7 Filtres passe-bas à composants identiques SVCV

19.17 Dans la figure 19.31, $R_1 = 51 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$; $R = 33 \text{ k}\Omega$; $C = 220 \text{ pF}$. Quelles sont les valeurs de la fréquence du pôle et du coefficient Q ? Que valent la fréquence de coupure et la fréquence à 3 dB ?

19.18 Dans la figure 19.31, $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$; $R = 75 \text{ k}\Omega$; $C = 100 \text{ pF}$. Quelles sont les valeurs de la fréquence du pôle et du coefficient Q ? Que valent la fréquence de coupure et la fréquence à 3 dB ?

19.19 Dans la figure 19.31, $R_1 = 75 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 56 \text{ k}\Omega$; $R = 68 \text{ k}\Omega$; $C = 120 \text{ pF}$. Quelles sont les valeurs de la fréquence du pôle et du coefficient Q ? Que valent la fréquence de coupure et la fréquence à 3 dB ?

19.8 Filtres passe-haut SVCV

19.20 Dans la figure 19.35*a*, $R_1 = 56 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$; $C = 680 \text{ pF}$. Quelles sont les valeurs de la fréquence du pôle et du coefficient Q ? Que valent la fréquence de coupure et la fréquence à 3 dB ?

19.21 **IIII Multisim** Dans la figure 19.35*a*, $R_1 = 91 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$; $C = 220 \text{ pF}$. Quelles sont les valeurs de la fréquence du pôle et du coefficient Q ? Que valent la fréquence de coupure et la fréquence à 3 dB ?

19.9 Filtres passe-bande à réactions multiples

19.22 Dans la figure 19.39, $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 56 \text{ k}\Omega$; $C = 270 \text{ pF}$. Quelles sont les valeurs du gain en tension, du coefficient Q et de la fréquence centrale ?

19.23 Dans la figure 19.40, $R_1 = 3,6 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 7,5 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 27 \text{ }\Omega$; $C = 22 \text{ nF}$. Quelles sont les valeurs du gain en tension, du coefficient Q et de la fréquence centrale ?

19.24 Dans la figure 19.41, $R_1 = 28 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 1,8 \text{ k}\Omega$; $C = 1,8 \text{ nF}$. Quelles sont les valeurs du gain en tension, du coefficient Q et de la fréquence centrale ?

19.10 Filtres coupe-bande

19.25 **IIII Multisim** Quelles sont les valeurs du gain en tension, de la fréquence centrale et du coefficient Q pour le filtre coupe-bande représenté sur la figure 19.43 si $R = 56 \text{ k}\Omega$; $C = 180 \text{ nF}$; $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$? Quelle est la largeur de bande ?

19.11 Filtres passe-tout

19.26 Dans la figure 19.45*a*, $R = 3,3 \text{ k}\Omega$ et $C = 220 \text{ nF}$. Quelle est la valeur de la fréquence centrale ? Que vaut le déphasage 1 octave au-dessus de la fréquence centrale ?

19.27 **IIII Multisim** Dans la figure 19.45*b*, $R = 47 \text{ k}\Omega$ et $C = 6,8 \text{ nF}$. Quelle est la valeur de la fréquence centrale ? Que vaut le déphasage 1 octave au-dessous de la fréquence centrale ?

19.12 Filtres biquadratiques et filtres à variables d'état

19.28 Dans la figure 19.50, $R_1 = 24 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$; $C = 3,3 \text{ nF}$. Quelles sont les valeurs du gain en tension, du coefficient Q , de la fréquence centrale et de la largeur de bande ?

19.29 Dans l'exercice 19.28, R_3 passe de $10 \text{ k}\Omega$ à $2 \text{ k}\Omega$. Que valent la fréquence centrale maximale et le coefficient Q maximal ? Quelles sont les largeurs de bande maximale et minimale ?

19.30 Dans la figure 19.51, $R = 6,8 \text{ k}\Omega$; $C = 5,6 \text{ nF}$; $R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. Quelles sont les valeurs du gain en tension, du coefficient Q et de la fréquence centrale ?

Approfondissement

- 19.31** Un filtre passe-bande possède une fréquence centrale 50 Hz et un coefficient Q égal à 20. Quelles sont les fréquences de coupure ?
- 19.32** Un filtre passe-bande a une fréquence de coupure supérieure 84,7 kHz et une largeur de bande 12,3 kHz. Quelle est la fréquence de coupure inférieure ?
- 19.33** Vous testez un filtre de Butterworth ayant les spécifications suivantes : $n = 10$; $A_p = 3$ dB ; $f_c = 2$ kHz. Quelle est son atténuation aux fréquences suivantes : 4 kHz ; 8 kHz ; 20 kHz ?
- 19.34** Un filtre Sallen-Key passe-bas à gain unitaire possède une fréquence de coupure égale à 5 kHz. Si $n = 2$ et $R = 10$ k Ω , que doivent valoir les capacités C_1 et C_2 pour avoir une réponse de Butterworth ?
- 19.35** Un filtre Sallen-Key passe-bas à gain unitaire présente une réponse de Chebyshev avec une fréquence de coupure 7,5 kHz. La profondeur d'ondulation est égale à 12 dB. Si $n = 2$ et $R = 25$ k Ω , quelles sont les valeurs des capacités C_1 et C_2 ?

Questions de débogage avec Multisim ||| Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC19-36** à **MTC19-40**. Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 19.36** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC19-36**.
- 19.37** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC19-37**.
- 19.38** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC19-38**.
- 19.39** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC19-39**.
- 19.40** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC19-40**.

Questions d'un recruteur

- Dessinez les quatre réponses rectangulaires. Identifiez la réponse passe-bande, la réponse coupe-bande et les fréquences de coupure de chacune.
- Décrivez les cinq caractéristiques de réponse utilisées dans la conception des filtres. Utilisez les schémas nécessaires pour illustrer ce qui se passe dans la bande passante et dans la bande atténuée.
- Dans les systèmes numériques, les filtres doivent avoir une réponse en phase linéaire ou un temps de retard très plat. Qu'est-ce que cela veut dire et pourquoi est-ce important ?

- Dites-moi ce que vous pouvez sur l'implémentation d'un filtre passe-bas d'ordre 10 de Chebyshev. Votre réponse devra inclure les fréquences centrales et les coefficients Q des étages.
- Pour obtenir une vitesse de chute importante de la réponse fréquentielle et une réponse en phase linéaire, quelqu'un a mis en cascade un filtre de Butterworth avec un filtre passe-tout. Dites-moi ce que chaque filtre fait.
- Quelles sont les propriétés particulières de la réponse fréquentielle dans la bande passante ? dans la bande atténuée ?
- Qu'est-ce qu'un filtre passe-tout ?
- Que mesure ou indique la réponse fréquentielle d'un filtre ?
- Quelle est la vitesse de chute (par décade ou par octave) d'un filtre actif ?
- Qu'est-ce qu'un FRM et quand est-il utilisé ?
- Quel est le type de filtre employé pour la réalisation d'un correcteur de phase ?

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|--------|
| 1. c) | 8. d) | 15. a) | 22. d) | 29. a) |
| 2. b) | 9. d) | 16. b) | 23. b) | 30. d) |
| 3. d) | 10. d) | 17. a) | 24. b) | 31. b) |
| 4. c) | 11. d) | 18. b) | 25. b) | |
| 5. c) | 12. b) | 19. d) | 26. c) | |
| 6. b) | 13. c) | 20. d) | 27. b) | |
| 7. c) | 14. d) | 21. a) | 28. d) | |

Avez-vous compris ?

- 19.1** $f_c = 34,4$ kHz.
- 19.2** $f_c = 16,8$ kHz.
- 19.3** $Q = 0,707$; $f_p = 13,7$ kHz ; $f_c = 13,7$ kHz.
- 19.4** $C_2 = 904$ pF.
- 19.5** $Q = 3$; $f_p = 3,1$ kHz ; $K_0 = 0,96$; $K_C = 1,35$; $K_3 = 1,52$; $A_p = 9,8$ dB ; $f_c = 4,19$ kHz ; $f_{3\text{dB}} = 4,71$ kHz.
- 19.6** $A_v = 1,59$; $Q = 0,709$; $f_p = 21,9$ kHz.
- 19.7** $A_v = 1,27$; $Q = 0,578$; $f_p = 4,82$ kHz ; $f_c = 3,79$ kHz.
- 19.9** $Q = 0,707$; $f_p = 998$ Hz ; $f_c = 998$ Hz.
- 19.10** $A_v = 2,75$; $Q = 4$; $f_p = 5,31$ kHz ; $K_0 = 0,98$; $K_C = 1,38$; $K_3 = 1,53$; $A_p = 12$ dB ; $f_0 = 5,42$ kHz ; $f_c = 3,85$ kHz ; $f_{3\text{dB}} = 3,47$ kHz.
- 19.11** $BW = 1,94$ kHz ; $f_{0(\text{min})} = 15$ kHz ; $f_{0(\text{max})} = 35,5$ kHz.
- 19.12** $R_2 = 12$ k Ω ; $C = 60$ nF.

Les circuits non linéaires à amplificateurs opérationnels

20

Objectifs

- Expliquer comment fonctionne un comparateur et décrire l'importance du point de référence.
- Présenter les comparateurs à réaction positive, calculer les points de déclenchement et l'hystérésis de ces circuits.
- Identifier et présenter les circuits de conversion de forme du signal.
- Identifier et présenter les générateurs de signaux.
- Décrire le fonctionnement de plusieurs circuits actifs à diodes.
- Expliquer les intégrateurs et les différentiateurs.
- Expliquer le fonctionnement d'un ampli de classe D.

Vocabulaire

Amplificateur de classe D	Comparateur à collecteur ouvert	Différentiateur	Point de déclenchement
Bascule de Schmitt	Comparateur à fenêtre	Figure de Lissajous	Redresseur simple alternance actif
Bruit thermique	Condensateur accélérateur	Hystérésis	Résistance de rappel
Caractéristique de transfert	Détecteur de crête actif	Intégrateur	Seuil
Circuit non linéaire	Détecteur de passage par zéro	Limiteur positif actif	
Circuit régénérateur positif actif		Modulation en largeur d'impulsion (PWM)	
Comparateur		Oscillateur	
		Oscillateur à relaxation	

En quelques mots

Les amplis op intégrés sont peu chers, à usages multiples et fiables. On peut les utiliser non seulement dans les circuits linéaires tels que les amplificateurs de tension, les sources de courant et les filtres actifs, mais aussi dans les **circuits non linéaires** tels que les comparateurs, les conformateurs et les circuits actifs à diodes. Le signal à la sortie d'un montage non linéaire à ampli op présente généralement une forme d'onde différente de celle du signal à l'entrée, car l'ampli op sature pendant une partie du cycle d'entrée. Par conséquent, il faut analyser deux modes de fonctionnement différents pour visualiser ce qui se passe pendant le cycle entier.

20.1 Les comparateurs à zéro

On veut souvent comparer une tension à une autre pour savoir laquelle est la plus grande. Dans ce cas, le **comparateur** peut être une solution parfaite. Un comparateur ressemble à un ampli op, il a deux entrées (inversée et non inversée) et une seule sortie. Il diffère de l'ampli op car il a deux niveaux de sortie : une tension soit haute soit basse. Pour cela, il est souvent employé en interface entre les circuits analogiques et numériques.

Bon à Savoir

La sortie du comparateur de la figure 20.1 peut être caractérisée comme *numérique* dans le sens où la sortie est toujours soit haute à $+V_{\text{sat}}$ soit basse à $-V_{\text{sat}}$.

20.1.1 Concept fondamental

La méthode la plus simple pour réaliser un comparateur est de connecter un ampli op sans résistance de réaction, comme le montre la figure 20.1a. Le gain en tension boucle ouverte important et une tension d'entrée positive provoquent la saturation positive, alors qu'une tension d'entrée négative donne la saturation négative.

Le comparateur présenté sur la figure 20.1a s'appelle **détecteur de passage par zéro** car la tension de sortie bascule théoriquement de bas en haut ou de haut en bas à chaque passage par zéro de la tension d'entrée. La figure 20.1b représente la caractéristique de transfert (réponse entrée-sortie) de ce type de comparateur. La tension d'entrée minimale pour obtenir la saturation est :

$$v_{\text{in}(\text{min})} = \frac{\pm V_{\text{sat}}}{A_{\text{VOL}}} \quad (20.1)$$

Si $V_{\text{sat}} = +14 \text{ V}$, la dynamique de la sortie est approximativement de -14 V à $+14 \text{ V}$; si le gain en tension boucle ouverte vaut 100 000, la tension d'entrée minimale pour donner la saturation est :

$$v_{\text{in}(\text{min})} = \frac{\pm 14 \text{ V}}{100\,000} = \pm 0,14 \text{ mV}$$

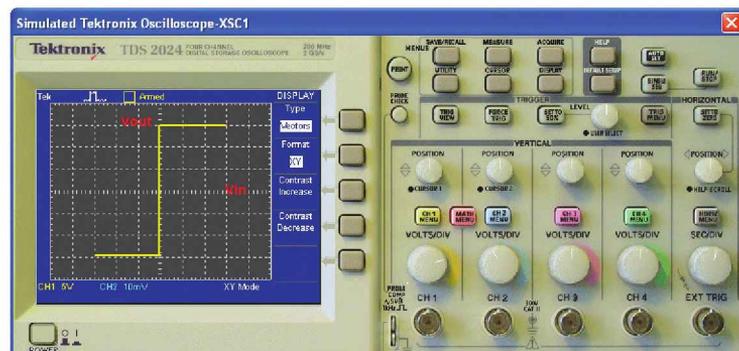
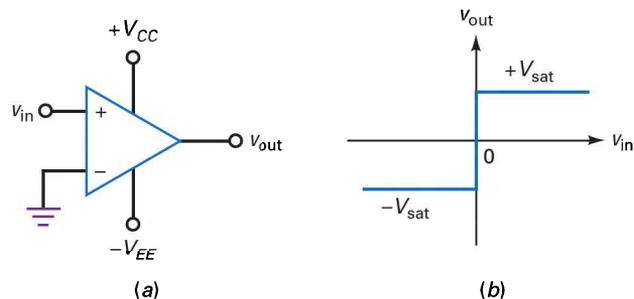


Figure 20.1
(a) Comparateur ;
(b) réponse entrée/sortie ;
(c) réponse du 741C.

(c)

Une tension d'entrée supérieure à $+0,14$ mV met le comparateur en saturation positive et une tension d'entrée inférieure à $-0,14$ mV le met en saturation négative.

Les tensions d'entrée du comparateur sont généralement bien supérieures à $+0,14$ mV ou bien inférieures à $-0,14$ mV, c'est pour cela que la tension de sortie est à deux niveaux, soit $+I_{\text{sat}}$ soit $-I_{\text{sat}}$. En observant la tension de sortie, nous savons immédiatement si la tension d'entrée est supérieure ou inférieure à zéro.

20.1.2 Figure de Lissajous

Une **figure de Lissajous** apparaît sur un oscilloscope lorsque des signaux harmoniques sont appliqués sur l'entrée horizontale et l'entrée verticale. Une méthode simple pour afficher la réponse entrée/sortie de tout circuit est de faire la figure de Lissajous en utilisant la tension d'entrée et la tension de sortie comme signaux harmoniques.

La figure 20.1c représente la réponse entrée/sortie d'un 741C alimenté en ± 15 V. La voie 1 (axe vertical) est sur la sensibilité 5 V/Div. Vous pouvez voir que la tension de sortie est soit -14 V soit $+14$ V selon que le comparateur est à la saturation négative ou positive.

La voie 2 (axe horizontal) est sur la sensibilité 10 mV/Div. Sur la figure 20.1c, la transition apparaît verticale. Cela signifie que la plus petite entrée positive donne la saturation positive et la plus petite entrée négative donne la saturation négative.

20.1.3 Comparateur inversé

Parfois, l'utilisation d'un comparateur inversé tel que celui représenté sur la figure 20.2a est préférable. L'entrée non inverseuse est à la masse et le signal d'entrée se trouve sur l'entrée inverseuse. Dans ce cas, une légère tension d'entrée positive donne une tension de sortie négative maximale (figure 20.2b). Inversement, une tension d'entrée très légèrement négative donne une sortie positive maximale.

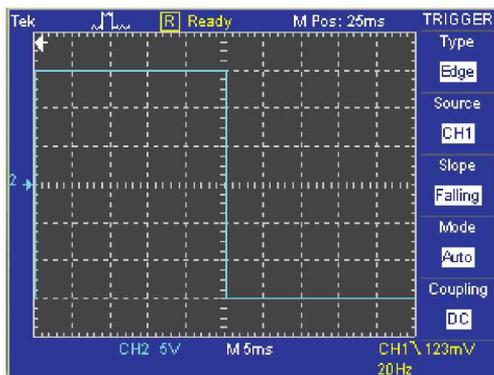
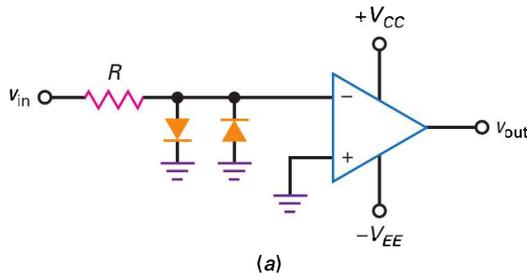


Figure 20.2
(a) Comparateur inversé avec diodes d'écrêtage ;
(b) réponse entrée/sortie.

20.1.4 Limiteur à diodes

Dans un chapitre précédent, nous avons envisagé l'utilisation d'un *limiteur à diodes* pour la protection des circuits fragiles. La figure 20.2a illustre un exemple concret. Nous y voyons deux diodes de limitation protégeant le comparateur contre les tensions d'entrée excessives. Par exemple, le LM311 est un comparateur intégré avec une dynamique d'entrée maximale de ± 15 V ; si la tension d'entrée dépasse ces limites, le CI est détruit.

Avec certains comparateurs, cette grandeur maximale peut être aussi faible que ± 5 V ; avec d'autres, elle peut aller jusqu'à ± 30 V. Dans chaque cas, nous devons protéger le comparateur par le limiteur à diodes de la figure 20.2a. Les diodes n'ont aucun effet sur le fonctionnement tant que l'amplitude de la tension d'entrée est inférieure à 0,7 V. Dans le cas contraire, une des diodes devient conductrice et bloque l'amplitude de la tension appliquée sur l'entrée inverseuse à environ 0,7 V.

Certains circuits intégrés sont optimisés pour l'utilisation en comparateur. Ils ont souvent les diodes de limitation insérées dans l'étage d'entrée. Pour utiliser un tel CI, nous devons ajouter une résistance externe en série dans l'entrée, elle limite le courant dans la diode à un niveau acceptable.

20.1.5 Conversion du signal sinusoïdal en signal rectangulaire

Le **point de déclenchement** (aussi appelé **seuil** ou *référence*) d'un comparateur est la tension d'entrée qui fait basculer la tension de sortie (de bas en haut ou de haut en bas). Dans le comparateur, inversé ou non, envisagé précédemment, le point de déclenchement est zéro car c'est la valeur de la tension d'entrée pour le basculement de la sortie. Comme un détecteur de passage par zéro possède une *sortie à deux niveaux*, tout signal périodique traversant le zéro donne un signal de sortie rectangulaire.

Par exemple, si un signal sinusoïdal est appliqué à l'entrée d'un comparateur non inversé avec un seuil égal à 0 V, le signal de sortie est l'onde rectangulaire représentée sur la figure 20.3a. Nous voyons que la sortie bascule à chaque traversée du zéro par la tension d'entrée.

La figure 20.3b montre l'onde sinusoïdale d'entrée et l'onde rectangulaire de sortie pour un comparateur inversé à seuil zéro. Avec ce détecteur de passage par zéro, le signal rectangulaire de sortie est déphasé de 180° par rapport au signal sinusoïdal de l'entrée.

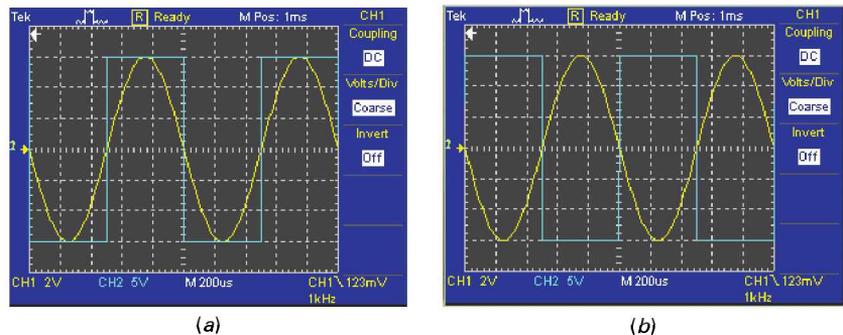


Figure 20.3
Le comparateur transforme une sinusoïde en onde rectangulaire.
(a) Non inversé ;
(b) inversé.

20.1.6 Région linéaire

La figure 20.4a représente un détecteur de passage par zéro. Si le gain boucle ouverte du comparateur est infini, la transition entre la saturation négative et la

saturation positive est verticale. Sur la figure 20.1c, la transition apparaît verticale car la sensibilité de la voie 2 est égale à 10 mV/Div.

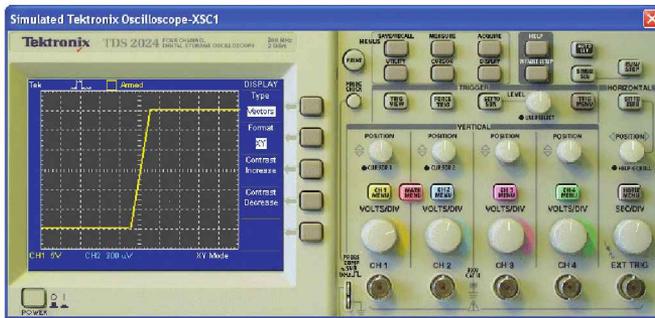
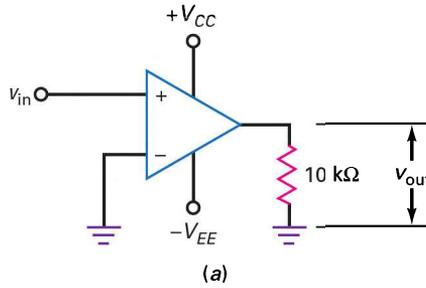


Figure 20.4
Région linéaire étroite
d'un comparateur classique.

Lorsque cette sensibilité est mise à $200 \mu\text{V}/\text{Div}$, nous voyons que la transition n'est pas verticale (figure 20.4b). Il faut approximativement $\pm 100 \mu\text{V}$ pour obtenir la saturation. Ceci est classique pour un comparateur, la distance entre sensiblement $-100 \mu\text{V}$ et $+100 \mu\text{V}$ s'appelle la *région linéaire du comparateur*. Pendant un passage par zéro, le signal d'entrée traverse généralement si vite la région linéaire que nous voyons uniquement un saut soudain de la saturation négative à la saturation positive ou inversement.

20.1.7 Interfaçage entre circuits analogiques et circuits numériques

Les comparateurs ont souvent à leur sortie des circuits numériques tels que les CMOS, EMOS ou TTL (*logiques transistor-transistor*, une famille de circuits numériques).

La figure 20.5a montre la liaison entre un détecteur de passage par zéro avec un circuit EMOS. Tant que la tension d'entrée est supérieure à zéro, la sortie du comparateur est haute, elle met le TEC de puissance en conduction et donne un fort courant dans la charge.

La figure 20.5b représente la liaison entre un détecteur de passage par zéro et un inverseur CMOS. L'idée est fondamentalement la même, une entrée positive sur le comparateur donne une entrée haute sur le CMOS.

La plupart des composants EMOS peuvent supporter des tensions d'entrée supérieures à $\pm 15 \text{ V}$ et la plupart des CMOS peuvent tenir des tensions d'entrée jusqu'à $\pm 15 \text{ V}$. Donc nous pouvons relier la sortie d'un comparateur classique sans dispositifs de limitation ou de fixation de niveau. Par contre, les logiques TTL fonctionnent avec des tensions d'entrée plus faibles, leur liaison avec un comparateur demande une approche différente (envisagée dans le paragraphe suivant).

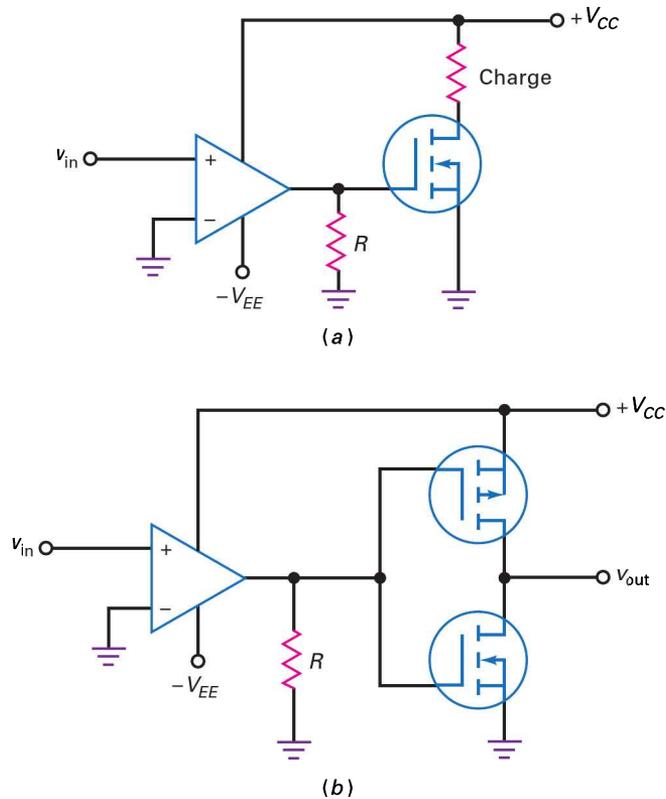


Figure 20.5
Liaisons d'un comparateur avec :
(a) TEC de puissance ;
(b) CMOS.

20.1.8 Diodes de limitation et résistances de compensation

Quand une résistance de limitation de courant est utilisée avec les diodes de limitation, une résistance de compensation de la même valeur doit être placée à l'autre entrée du comparateur (figure 20.6). C'est encore un détecteur de passage par zéro, sauf qu'il possède maintenant une résistance de compensation pour éliminer les effets du courant de polarisation d'entrée.

Comme précédemment, les diodes sont normalement bloquées et n'ont pas d'effet sur le fonctionnement du circuit. C'est uniquement lorsque les tensions d'entrée veulent dépasser $\pm 0,7$ V que l'une des diodes de limitation entre en conduction et protège le comparateur contre les tensions d'entrée excessives.

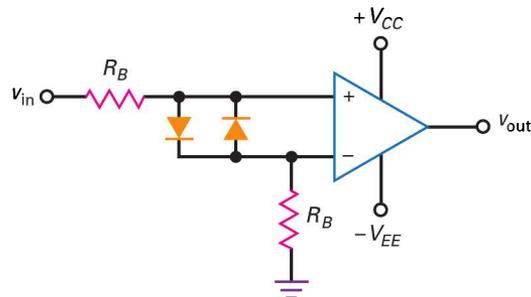


Figure 20.6
Utilisation d'une résistance
de compensation pour diminuer
les effets de $I_{in(pol)}$.

20.1.9 Sorties bridées

La dynamique de sortie d'un détecteur de passage par zéro peut être trop grande pour certaines applications. Dans ce cas, nous pouvons *brider la sortie* en utilisant

deux diodes Zener tête-bêche (figure 20.7a). Dans ce montage, le comparateur fonctionne en sortie bridée car une diode est conductrice en direct et l'autre est en claquage inverse.

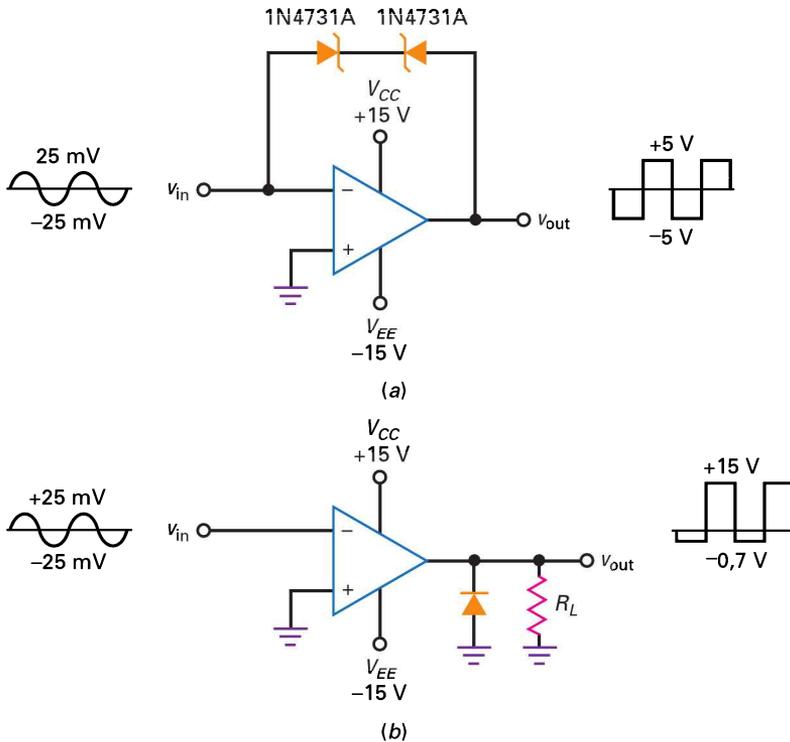


Figure 20.7
Sorties bridées.
(a) Par diodes Zener ;
(b) par diode de redressement.

Par exemple, la diode 1N4731A présente une tension Zener 4,3 V, donc la tension aux bornes des deux diodes est environ ± 5 V. Pour une tension d'entrée sinusoïdale d'amplitude crête 25 mV, la sortie est un signal rectangulaire inversé de tension crête 5 V.

La figure 20.7b donne un autre exemple d'une sortie bridée. Cette fois, la diode en sortie va décaler les demi-périodes négatives de la tension de sortie. Pour une sinusoïde d'amplitude crête 25 mV à l'entrée, la tension de sortie est bridée entre $-0,7$ V et +15 V, comme nous le voyons sur la figure.

Une troisième méthode de limitation consiste à connecter les diodes Zener à la sortie. Les diodes Zener tête-bêche de la figure 20.7a placées sur la sortie donnent une sortie bridée à ± 5 V.

Question 20.1

Que fait le montage représenté sur la figure 20.8 ?

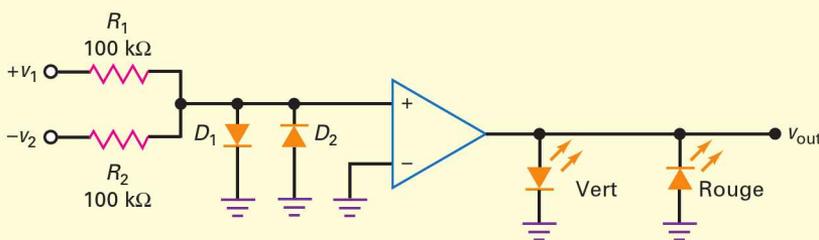


Figure 20.8
Comparaison des tensions de différents signes.

Réponse Ce montage compare des tensions de signes opposés et détermine la plus grande. Si l'amplitude de la tension v_1 est supérieure à l'amplitude de la tension v_2 , l'entrée non inverseuse est positive, la sortie du comparateur est positive et la diode verte brille. Par contre, si l'amplitude de la tension v_1 est inférieure à l'amplitude de la tension v_2 , l'entrée non inverseuse est négative, la sortie du comparateur est négative et la diode rouge brille. Si un ampli op 741C est utilisé, les LED à la sortie n'ont pas besoin de résistances de limitation de courant car le courant de sortie maximal sera environ 25 mA. D_1 et D_2 sont les diodes d'écrêtage d'entrée.

Question 20.2

Que fait le montage représenté sur la figure 20.9 ?

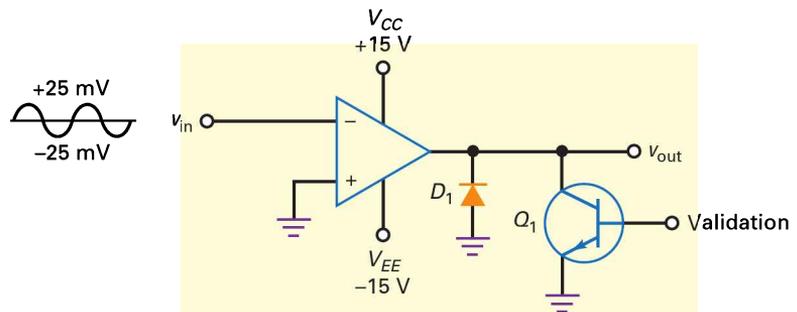


Figure 20.9
Comparateur bridé
avec validation.

Réponse Pour commencer, la diode D_1 élimine les demi-périodes négatives. La figure 20.9 contient aussi un signal appelé *validation*. Quand la validation est positive, Q_1 sature et force la tension de sortie à approximativement 0. Quand le signal de validation est nul, le transistor est bloqué et la sortie du comparateur peut varier. Donc, quand la validation est au niveau bas, la sortie évolue entre $-0,7$ V et $+15$ V. Quand la validation est au niveau haut, la sortie est annulée. Dans ce montage, la validation est un signal utilisé pour annuler la sortie à certains moments ou la valider à d'autres.

Question 20.3

Que fait le montage représenté sur la figure 20.10 ?

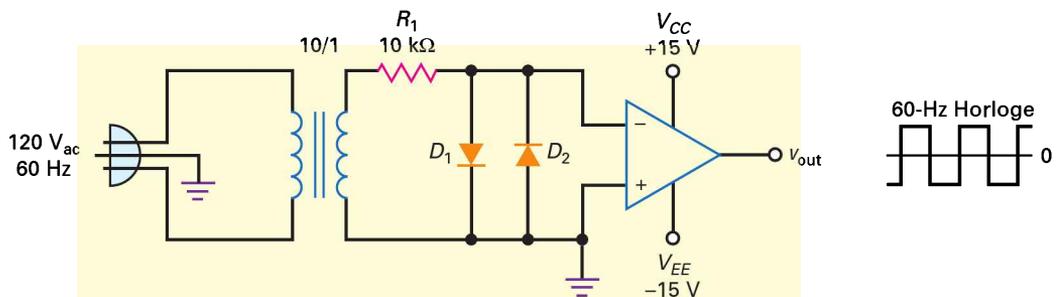


Figure 20.10
Horloge à 60 Hz.

Réponse C'est une méthode pour créer une *horloge à 60 Hz* ; c'est un signal rectangulaire utilisé comme base de temps dans les horloges numériques peu onéreuses. Le transformateur amène la tension du réseau à $12 V_{AC}$. Les diodes limitent l'entrée à $\pm 0,7$ V. Le comparateur inverseur donne un signal rectangulaire

de sortie à la fréquence 60 Hz. Ce signal est appelé *horloge* car on utilise sa fréquence pour obtenir les secondes, minutes et heures.

Un circuit numérique appelé *diviseur de fréquence* divise le 60 Hz par 60 pour obtenir un signal rectangulaire de période 1 seconde. Un autre diviseur par 60 donne le signal rectangulaire de période 1 minute et enfin un dernier diviseur par 60 fournit un signal de période 1 heure. On affiche numériquement l'heure du jour en utilisant ces trois signaux rectangulaires avec d'autres circuits numériques et des afficheurs 7 segments.

20.2 Les comparateurs à valeurs non nulle

Dans certaines applications, on souhaite une tension de seuil différente de zéro. En polarisant l'une ou l'autre des entrées, on donne à la tension de seuil la valeur désirée.

20.2.1 Déplacement du point de déclenchement

Dans la figure 20.11a, le diviseur de tension fournit la tension de référence pour l'entrée inverseuse :

$$v_{\text{ref}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (20.2)$$

Si v_{in} est supérieure à v_{ref} , la tension d'entrée différentielle est positive et la tension de sortie est au niveau haut. Si v_{in} est inférieure à v_{ref} , la tension d'entrée différentielle est négative et la tension de sortie est au niveau bas.

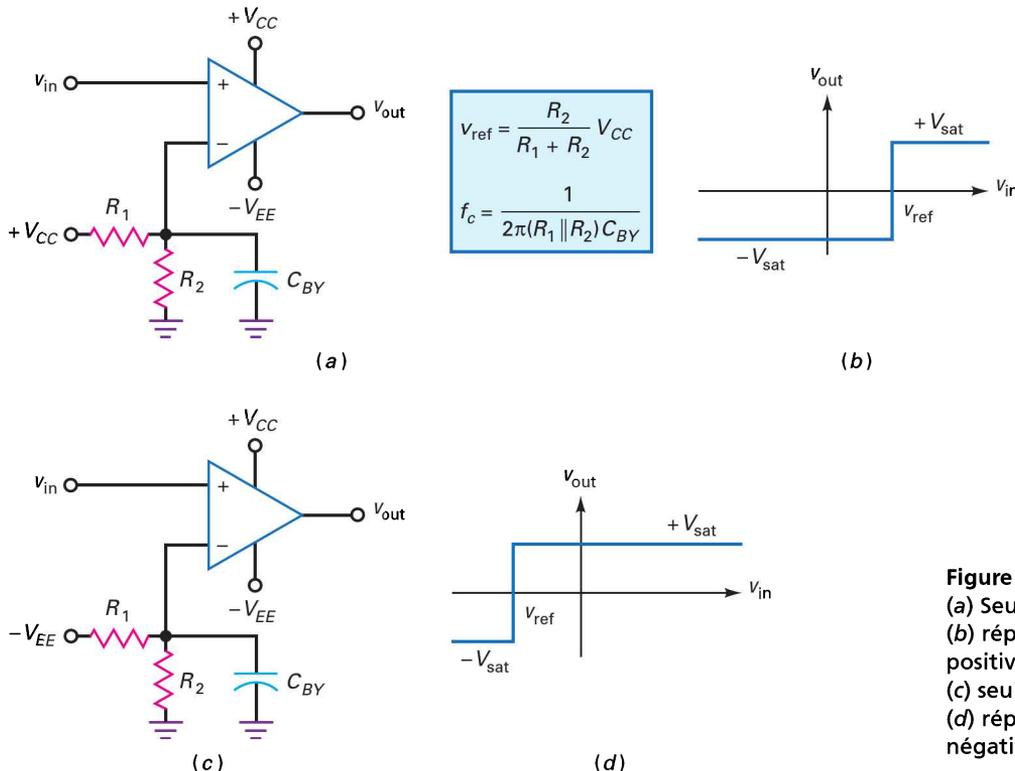


Figure 20.11
 (a) Seuil positif ;
 (b) réponse entrée/sortie positive ;
 (c) seuil négatif ;
 (d) réponse entrée/sortie négative.

Généralement, on place sur l'entrée inverseuse un condensateur de découplage (figure 20.11a). Il diminue la quantité de l'ondulation de l'alimentation et des autres bruits appliqués sur l'entrée. Pour être efficace, la fréquence de coupure de ce découplage doit être très inférieure à la fréquence d'ondulation de l'alimentation. Cette fréquence de coupure est donnée par :

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_1 \parallel R_2)C_{\text{déc}}} \quad (20.3)$$

La figure 20.11b représente la **caractéristique de transfert** (réponse entrée/sortie). Le point de déclenchement est maintenant égal à $v_{\text{réf}}$. Quand $v_{\text{in}} > v_{\text{réf}}$, la sortie du comparateur est à la saturation positive ; quand $v_{\text{in}} < v_{\text{réf}}$, la sortie est à la saturation négative.

On nomme parfois ce comparateur *détecteur de limite* car une sortie positive indique que la tension d'entrée dépasse une limite donnée. On positionne la limite n'importe où entre 0 et V_{CC} avec différentes valeurs de R_1 et R_2 . Pour une tension de référence négative, il faut connecter le diviseur de tension à $-V_{EE}$ (figure 20.11c), et alors une tension de référence négative se trouve sur l'entrée inverseuse. Si v_{in} est supérieure à $v_{\text{réf}}$, la tension différentielle d'entrée est positive et la tension de sortie est au niveau haut (figure 20.11d) ; dans le cas contraire, $v_{\text{in}} < v_{\text{réf}}$, la sortie est au niveau bas.

20.2.2 Comparateurs à une seule alimentation

Un ampli op classique comme le 741C peut fonctionner avec une seule alimentation positive en mettant à la masse la broche $-V_{EE}$ (figure 20.12a). La tension de sortie possède alors une seule polarité positive soit haute soit basse. Si $V_{CC} = +15\text{ V}$, la dynamique de la sortie va approximativement de $+1,5\text{ V}$ (niveau bas) à $+13,5\text{ V}$ (niveau haut).

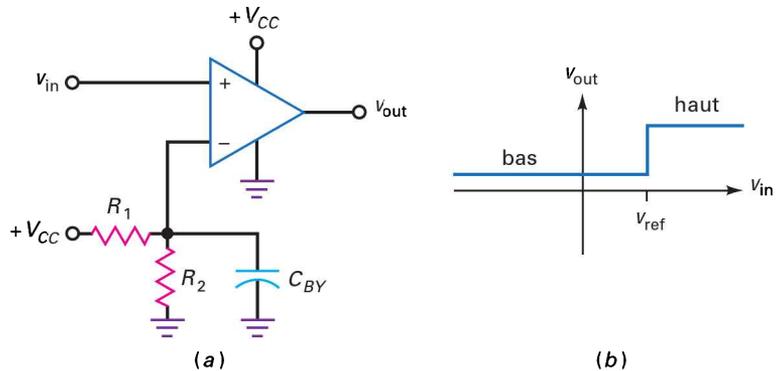


Figure 20.12
(a) Comparateur à une seule alimentation ;
(b) réponse entrée/sortie.

La figure 20.12b montre que si $v_{\text{in}} > v_{\text{réf}}$, la sortie est haute ; si $v_{\text{in}} < v_{\text{réf}}$, la sortie est basse ; mais dans chaque cas elle est positive. Pour beaucoup d'applications numériques, ce type de sortie positive est préférable.

20.2.3 Comparateurs intégrés

On peut utiliser en comparateur un ampli op tel que le 741C, mais il présente une limitation à cause de son slew rate. Sa sortie ne peut varier plus rapidement que de $0,5\text{ V}/\mu\text{s}$; cela veut dire qu'il faut au 741C alimenté en $\pm 15\text{ V}$ plus de $50\ \mu\text{s}$ pour passer d'un niveau à l'autre. Une solution à ce problème de slew rate consiste à

utiliser un ampli op tel que le LM318. Avec sa vitesse maximale de variation de la tension de sortie de $70 \text{ V}/\mu\text{s}$, il bascule de $-I'_{\text{sat}}$ à $+I'_{\text{sat}}$ en approximativement $0,3 \mu\text{s}$.

Une autre solution est l'élimination du condensateur de compensation de l'ampli op classique. Un comparateur étant toujours employé en circuit non linéaire, un condensateur de compensation n'est plus nécessaire ; le constructeur a éliminé ce composant et augmenté de manière significative le slew rate. Le circuit intégré optimisé en comparateur est répertorié dans une partie distincte des catalogues des fabricants. C'est pour cette raison que vous allez trouver une rubrique pour les ampli op et une rubrique pour les comparateurs dans un catalogue classique.

20.2.4 Comparateurs à collecteur ouvert

La figure 20.13a représente le schéma simplifié d'un **comparateur à collecteur ouvert** ; remarquez qu'il fonctionne avec une seule alimentation positive. L'étage d'entrée est un ampli diff (Q_1 et Q_2). Une source de courant (Q_6) fournit le courant de queue. L'ampli diff alimente une charge active Q_4 . L'étage de sortie est un simple transistor Q_5 avec son collecteur ouvert. Celui-ci permet à l'utilisateur de contrôler la dynamique de sortie du comparateur.

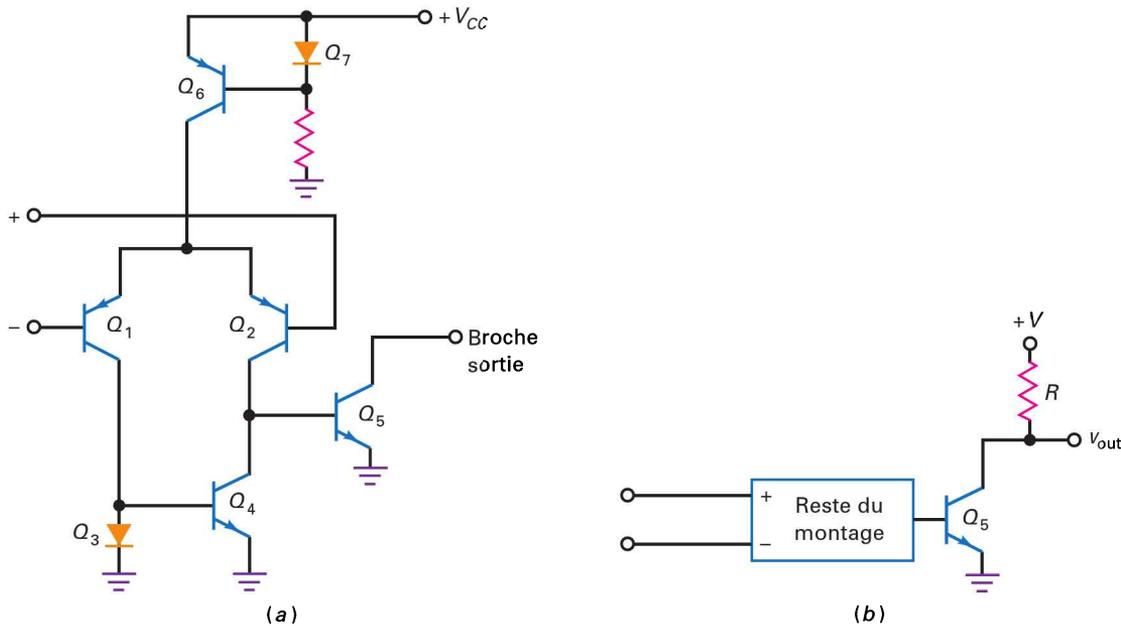


Figure 20.13
(a) Schéma simplifié d'un comparateur intégré ;
(b) résistance de rappel dans l'étage de sortie collecteur ouvert.

L'ampli op classique possède un étage de sortie (*étage de rappel actif*) qui contient deux composants classe B montés en push-pull. Dans ce cas, le composant supérieur conduit et il ramène la tension de sortie au niveau haut. Par contre, l'étage de sortie à collecteur ouvert représenté sur la figure 20.13a nécessite une liaison à une résistance extérieure.

Pour un bon fonctionnement, l'utilisateur connecte le collecteur ouvert à une résistance reliée à l'alimentation en tension (voir figure 20.13b). Cette résistance

s'appelle **résistance de rappel** car elle ramène la tension de sortie à la tension d'alimentation lorsque le transistor Q_5 est bloqué. Lorsque Q_5 est saturé, la tension de sortie est au niveau bas. Donc le comparateur intégré donne une tension de sortie à deux niveaux, car son étage final est un transistor fonctionnant en interrupteur.

Sans condensateur de compensation, la sortie sur la figure 20.13a varie très rapidement car seules les petites capacités parasites subsistent dans le montage. La seule limitation de la vitesse de commutation vient de la capacité du transistor Q_5 . Cette capacité de sortie est la somme de la capacité interne du collecteur et de la capacité parasite externe du câblage.

La constante de temps de la sortie est le produit de la résistance de rappel par la capacité de sortie. De ce fait, plus la résistance R de la figure 20.13b est faible, plus la tension de sortie varie rapidement. Classiquement, la valeur de R se situe entre quelques centaines d'ohms et quelques milliers d'ohms.

Les LM311, LM339 et NE529 sont des exemples de comparateurs intégrés. Ils ont tous un étage de sortie collecteur ouvert, donc il vous faut relier la broche de sortie à une résistance raccordée à une alimentation de tension positive. Les fortes vitesses de variation maximale de la tension de sortie (*slew rate*) donnent des commutations en une microseconde ou moins.

Le LM339 est un *comparateur quadruple*, quatre comparateurs intégrés dans le même boîtier. Il fonctionne avec une alimentation simple ou avec une alimentation double. Son faible coût, sa facilité d'utilisation font du LM339 un comparateur très utilisé pour les applications classiques.

Tous les comparateurs intégrés ne sortent pas en collecteur ouvert ; certains, tels que les LM360, LM361 et LM370, ont une charge active au collecteur de l'étage de sortie. Ces comparateurs intégrés haute vitesse nécessitent deux alimentations.

20.2.5 Commande de TTL

La figure 20.14a montre comment le LM339, composant à collecteur ouvert, peut être connecté avec des circuits TTL. Une alimentation de +15 V sert au comparateur, mais la sortie du comparateur est reliée au +5 V par une résistance de rappel 1 k Ω . De ce fait, la tension de sortie peut varier entre 0 et +5 V, comme nous le voyons sur la figure 20.14b. C'est le signal de sortie idéal pour les composants TTL, car ils sont conçus pour fonctionner avec des alimentations de +5 V.

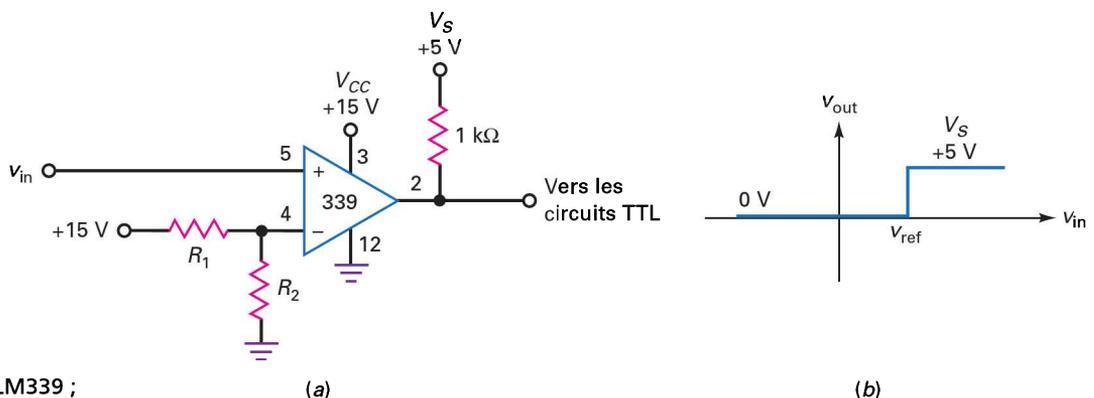
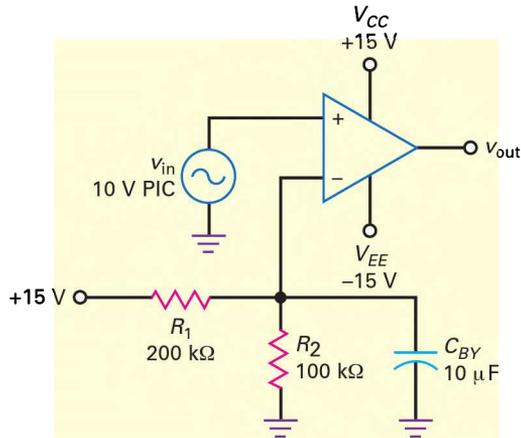


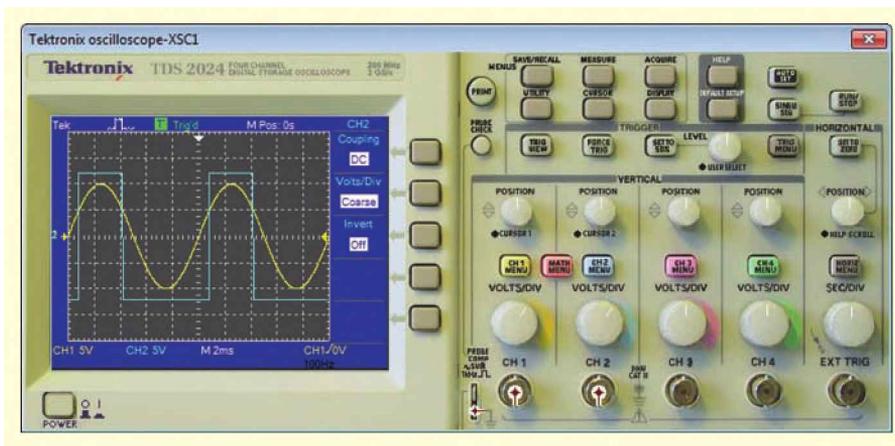
Figure 20.14
(a) Comparateur LM339 ;
(b) réponse entrée/sortie.

Question 20.4

Sur la figure 20.15a, la tension d'entrée est une sinusoïde d'amplitude crête 10 V. Quel est le point de déclenchement du montage ? Quelle est la fréquence de coupure du circuit de découplage ? À quoi ressemble le signal de sortie ?



(a)



(b)

Figure 20.15
Calcul du coefficient
de remplissage.

Réponse 15 V sont appliqués sur un diviseur de tension 3/1 ; la tension de référence vaut donc :

$$v_{\text{réf}} = +5 \text{ V}$$

C'est le point de basculement du comparateur. Lorsque la sinusoïde traverse ce niveau, la sortie change de niveau.

Selon la relation (20.3), la fréquence de coupure du circuit de découplage vaut :

$$f_c = \frac{1}{2\pi(200 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ k}\Omega)(10 \text{ }\mu\text{F})} = 0,239 \text{ Hz}$$

Cette fréquence de coupure très basse signifie que l'ondulation à 60 Hz de l'alimentation de la référence est fortement atténuée.

La figure 20.15b représente la sinusoïde d'entrée, elle a une amplitude crête de 10 V. La sortie rectangulaire possède une valeur crête d'environ 15 V.

Remarquez les changements de tension de sortie lorsque la sinusoïde traverse le point de déclenchement de +5 V.

20.4 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 20.15a, faire passer la résistance de 200 kΩ à 100 kΩ et la capacité de 10 μF à 4,7 μF. Quel est le nouveau point de déclenchement du montage ? Quelle est la nouvelle fréquence de coupure du circuit de découplage ?

Question 20.5

Quel est le coefficient de remplissage du signal de sortie de la figure 20.15b ?

Réponse Dans un chapitre précédent, nous avons défini le *coefficient de remplissage* comme la largeur de l'impulsion divisée par la période et donné une définition équivalente : l'angle de conduction divisé par 360°.

Sur la figure 20.15b, l'onde sinusoïdale a une amplitude crête 10 V, la tension d'entrée est donc :

$$v_{in} = 10 \sin \theta$$

Le signal de sortie rectangulaire bascule quand la tension d'entrée passe à +5 V. À cet endroit, la relation précédente devient :

$$5 = 10 \sin \theta$$

Maintenant, nous pouvons déterminer l'angle θ lorsque le basculement survient :

$$\sin \theta = 0,5$$

ou

$$\theta = \arcsin 0,5 = 30^\circ \text{ et } 150^\circ$$

La première solution, $\theta = 30^\circ$, correspond à la transition de la sortie de bas en haut. La seconde solution, $\theta = 150^\circ$, concerne la transition de la sortie de haut en bas. Le coefficient de remplissage est :

$$D = \frac{\text{angle de conduction}}{360^\circ} = \frac{150^\circ - 30^\circ}{360^\circ} = 0,333$$

Le coefficient de remplissage de la figure 20.15b vaut 33,3 %.

20.3 Les comparateurs à hystérésis

Si l'entrée d'un comparateur contient une grande quantité de bruit, la sortie peut être aléatoire lorsque v_{in} est proche du point de basculement. Une méthode pour diminuer l'effet du bruit consiste à employer un comparateur avec une réaction positive. Cette dernière donne deux points de basculement différents, ce qui évite les transitions erronées provoquées par un signal d'entrée bruyant.

20.3.1 Le bruit

Le *bruit* est toute sorte de signal indésirable qui n'est pas relié au signal d'entrée. Les moteurs électriques, les enseignes lumineuses, le réseau électrique, l'allumage

des voitures, l'éclairage, etc., produisent des champs électriques qui induisent des tensions de bruit dans les montages électroniques. L'utilisation d'alimentations régulées et du blindage réduit l'ondulation et le bruit induit à des niveaux acceptables.

Par contre, le **bruit thermique** est créé par le déplacement aléatoire des électrons libres dans une résistance (figure 20.16a). L'énergie de ces électrons vient de l'énergie thermique de l'air ambiant ; plus la température ambiante est élevée, plus les électrons libres possèdent de l'énergie.

Le mouvement des milliards d'électrons libres présents dans une résistance est un chaos parfait. À certains moments, les électrons allant vers le haut sont plus nombreux que ceux allant vers le bas, ce qui donne une légère tension négative sur la résistance. À d'autres moments, les électrons allant vers le bas sont plus nombreux, ce qui donne une tension positive. Ce type de bruit amplifié et visualisé à l'oscilloscope ressemble au signal représenté par la figure 20.16b. Comme toute tension, le bruit possède une valeur efficace, et on suppose l'amplitude des pics de bruit les plus importants égale à quatre fois la valeur efficace.

Le caractère aléatoire du déplacement de l'électron dans la résistance donne une distribution du bruit à théoriquement toutes les fréquences. La valeur efficace de ce bruit augmente avec la température, la largeur de bande et la résistance. En ce qui nous concerne, nous devons prendre garde à l'effet du bruit sur la sortie d'un comparateur.

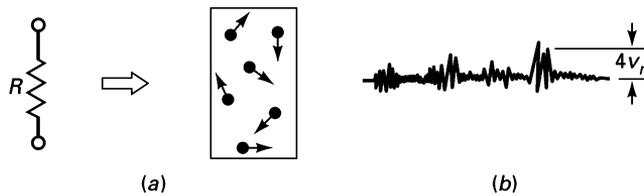


Figure 20.16
Bruit thermique.
(a) Déplacement aléatoire de l'électron dans une résistance ;
(b) bruit sur l'oscilloscope.

20.3.2 Déclenchement par le bruit

Comme nous l'avons vu au paragraphe 20.1, à cause du grand gain boucle ouverte du comparateur, une tension de seulement $100 \mu\text{V}$ provoque le basculement d'un niveau à l'autre. Si le signal d'entrée contient du bruit avec des pics de $100 \mu\text{V}$ ou plus, le comparateur détecte des passages par zéro dus au bruit.

La figure 20.17 représente un comparateur sans signal d'entrée sauf du bruit. Quand les pics de ce bruit sont suffisants, ils produisent des changements indésirables de la sortie. Par exemple, les pics de bruit A, B et C provoquent des transitions de bas en haut parasites. Lorsqu'il y a un signal d'entrée, le bruit s'ajoute et provoque des déclenchements aléatoires.

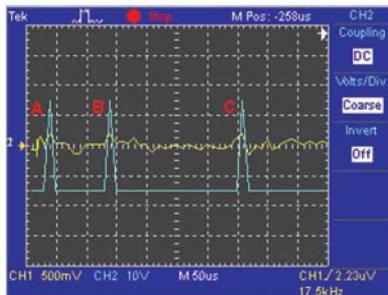


Figure 20.17
Le bruit donne des déclenchements parasites.

20.3.3 La bascule de Schmitt

Le comparateur représenté sur la figure 20.18a constitue la solution standard dans le cas d'une entrée bruyante. L'entrée inverseuse reçoit la tension d'entrée ; la tension de réaction s'ajoutant à la tension d'entrée, nous avons une réaction *positive*. Un comparateur utilisant une réaction positive s'appelle classiquement **bascule de Schmitt**.

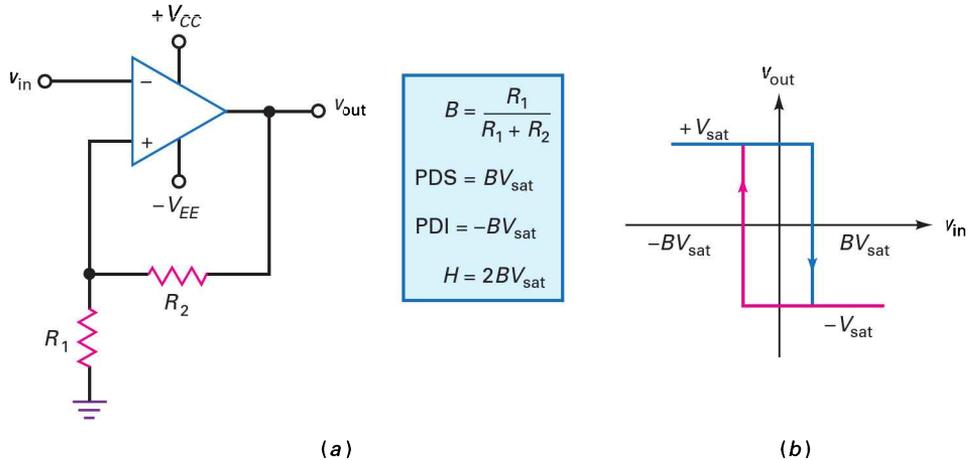


Figure 20.18
(a) Bascule de Schmitt inverseuse ;
(b) hystérésis sur la réponse entrée/sortie.

Lorsque le comparateur est en saturation positive, une tension positive est ramenée sur l'entrée non inverseuse et elle maintient la sortie au niveau haut. De même, quand le comparateur est en saturation négative, une tension négative est ramenée sur l'entrée non inverseuse et elle maintient la sortie au niveau bas. Dans chaque cas, la réaction positive maintient le niveau existant de la sortie.

Le taux de réaction est :

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (20.4)$$

Lorsque la sortie est saturée positive, la tension de référence sur l'entrée non inverseuse vaut :

$$v_{\text{réf}} = +BV_{\text{sat}} \quad (20.5a)$$

Lorsque la sortie est saturée négative, la tension de référence vaut :

$$v_{\text{réf}} = -BV_{\text{sat}} \quad (20.5b)$$

La tension de sortie reste au même niveau jusqu'à ce que la tension d'entrée dépasse la tension de référence pour chaque niveau. Par exemple, si la sortie est saturée positive, la tension de référence vaut $+BV_{\text{sat}}$; la tension d'entrée doit dépasser légèrement $+BV_{\text{sat}}$ pour faire basculer la sortie du positif au négatif (voir figure 20.18b). Une fois la sortie au niveau négatif, elle y reste jusqu'à ce que la tension d'entrée devienne inférieure à $-BV_{\text{sat}}$; alors, la sortie bascule du négatif au positif (voir figure 20.18b).

20.3.4 Hystérésis

La réponse peu courante de la figure 20.18b possède une propriété très utile appelée **hystérésis**. Pour la comprendre, placez votre doigt en haut et à gauche du graphique, là où il est indiqué $+V_{\text{sat}}$, et supposez que ce soit la valeur actuelle de la tension de

sortie. Bougez votre doigt vers la droite le long de la ligne horizontale ; tout le long de cette ligne, la tension d'entrée change, mais la tension de sortie est toujours égale à $+I_{\text{sat}}$. Quand vous atteignez le coin supérieur droit, v_{in} vaut $+BV_{\text{sat}}$; si la tension d'entrée devient très légèrement supérieure, la tension de sortie effectue la transition entre le niveau haut et le niveau bas.

Si vous descendez votre doigt le long de la ligne verticale, vous simulez le passage de la sortie entre le niveau haut et le niveau bas. Quand votre doigt est sur la ligne horizontale inférieure, la sortie est saturée négativement et elle vaut $-I_{\text{sat}}$.

Pour rebasculer au niveau haut, bougez votre doigt jusqu'à ce qu'il atteigne le coin inférieur gauche. À cet endroit, v_{in} vaut $-BV_{\text{sat}}$; si v_{in} devient très légèrement inférieure à $-BV_{\text{sat}}$, la tension de sortie bascule de bas en haut. Si vous remontez votre doigt le long de la droite verticale, vous simulez le passage de la tension de sortie du niveau bas au niveau haut.

Sur la figure 20.18b, les deux tensions d'entrée pour lesquelles la tension de sortie change de niveau sont les points de déclenchement. Le *point de déclenchement supérieur (PDS)* a pour valeur :

$$\text{PDS} = BV_{\text{sat}} \quad (20.6)$$

Le point de déclenchement inférieur (PDI) a pour valeur :

$$\text{PDI} = -BV_{\text{sat}} \quad (20.7)$$

L'hystérésis (aussi appelée *zone inactive*) est la différence entre ces deux points :

$$H = \text{PDS} - \text{PDI} \quad (20.8)$$

Avec les expressions (20.6) et (20.7), cela devient :

$$H = BV_{\text{sat}} - (-BV_{\text{sat}})$$

c'est-à-dire :

$$H = 2BV_{\text{sat}} \quad (20.9)$$

La réaction positive entraîne l'hystérésis de la figure 20.18b. Sans réaction positive, B est nul, l'hystérésis disparaît car les deux points de déclenchement sont à zéro.

L'hystérésis est intéressante dans une bascule de Schmitt car elle empêche le bruit de provoquer des transitions parasites. Si la valeur crête à crête de la tension de bruit est inférieure à l'hystérésis, le bruit ne provoque plus de transitions parasites. Par exemple, pour $\text{PDS} = +1 \text{ V}$ et $\text{PDI} = -1 \text{ V}$, alors $H = 2 \text{ V}$, et dans ce cas la bascule de Schmitt est protégée tant que la valeur crête à crête de la tension de bruit est inférieure à 2 V .

20.3.5 Montage non inverseur

La figure 20.19a représente une *bascule de Schmitt non inverseuse*. La réponse entrée/sortie possède une boucle d'hystérésis, comme le montre la figure 20.19b. Voici le fonctionnement du montage : si la sortie est saturée positive (figure 20.19a), la tension de réaction sur l'entrée non inverseuse est positive, ce qui renforce la saturation positive. De même, si la sortie est saturée négative, la tension de réaction sur l'entrée non inverseuse est négative, ce qui renforce la saturation négative.

Supposons la sortie saturée négative, la tension de réaction garde ce niveau jusqu'à ce que la tension d'entrée devienne légèrement plus grande que le PDS. Quand cela arrive, la sortie bascule de la saturation négative à la saturation positive. Une fois dans cette position, la sortie y reste jusqu'à ce que la tension d'entrée

devienne légèrement plus faible que le PDI. À ce moment, la sortie revient au niveau négatif.

Les relations donnant les points de déclenchement pour la bascule de Schmitt inverseuse sont :

$$PDS = \frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}} \quad (20.10)$$

$$PDI = \frac{-R_1}{R_2} V_{\text{sat}} \quad (20.11)$$

Le rapport R_1 sur R_2 définit la quantité d'hystérésis que possède la bascule, au concepteur d'en créer suffisamment pour éviter les effets parasites du bruit.

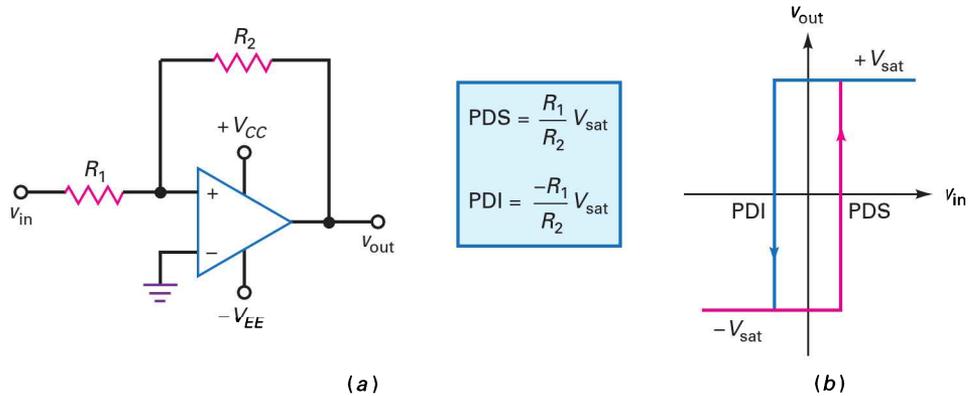


Figure 20.19
(a) Bascule de Schmitt non inverseuse ;
(b) réponse entrée/sortie.

20.3.6 Condensateur accélérateur

Outre la suppression des effets du bruit, la réaction positive accélère la vitesse de la transition de la sortie entre les niveaux. Quand la tension de sortie commence à changer, ce changement est ramené sur l'entrée non inverseuse et amplifié, forçant la sortie à changer plus vite. Parfois, un condensateur C_2 est placé en parallèle sur la résistance R_2 , comme le montre la figure 20.20a. Connue sous le nom de **condensateur accélérateur**, il aide à annuler le circuit de découplage formé par la résistance R_1 et la capacité parasite de câblage qui se trouve à ses bornes. Cette capacité C_1 doit être chargée avant que la tension de l'entrée non inverseuse change, le condensateur accélérateur donne cette charge.

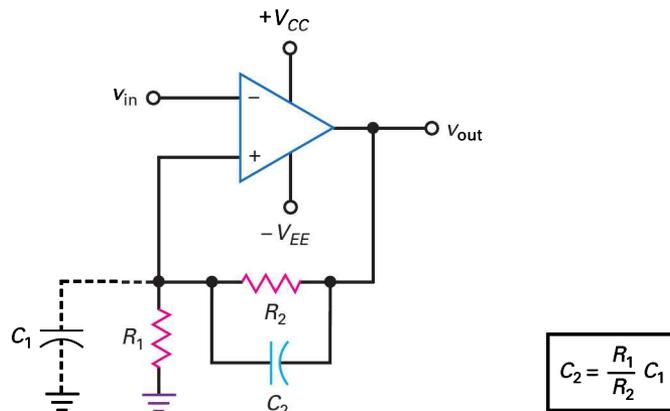


Figure 20.20
Condensateur accélérateur pour neutraliser la capacité parasite.

Pour neutraliser la capacité parasite, le condensateur accélérateur doit valoir au minimum :

$$C_2 = \frac{R_1}{R_2} C_1 \quad (20.12)$$

Tant que le condensateur C_2 est égal ou supérieur à la valeur donnée par la relation (20.12), la sortie bascule à la vitesse maximale. Or un concepteur estime souvent la capacité parasite C_1 , il prend pour C_2 une valeur au moins deux fois plus grande que celle fournie par la relation (20.12). Dans les circuits classiques, C_2 est compris entre 10 pF et 100 pF.

Question 20.6

Si $V_{\text{sat}} = 13,5 \text{ V}$, quels sont les points de déclenchement et l'hystérésis dans la figure 20.21 ?

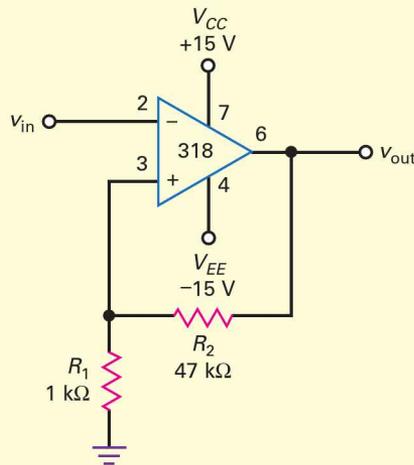


Figure 20.21

Réponse Selon la relation (20.4), le taux de réaction vaut :

$$B = \frac{1 \text{ k}\Omega}{48 \text{ k}\Omega} = 0,0208$$

Selon les relations (20.6) et (20.7), les points de déclenchement sont :

$$\text{PDS} = 0,0208(13,5 \text{ V}) = 0,281 \text{ V}$$

$$\text{PDI} = -0,0208(13,5 \text{ V}) = -0,281 \text{ V}$$

Selon (20.9), l'hystérésis vaut :

$$H = 2(0,0208)(13,5 \text{ V}) = 0,562 \text{ V}$$

Cela signifie que la bascule de Schmitt de la figure 20.21 peut éliminer les transitions parasites des tensions de bruit jusqu'à une amplitude crête à crête de 0,562 V.

20.6 Avez-vous compris ? Reprendre l'exemple 20.6 en faisant passer la résistance de 47 kΩ à 22 kΩ.

20.4 Les comparateurs à fenêtre

Un comparateur ordinaire indique quand la tension d'entrée dépasse une certaine limite ou seuil. Un **comparateur à fenêtre** (aussi appelé *détecteur entre deux seuils*) repère quand la tension d'entrée se situe entre deux limites appelées *fenêtre*. Pour réaliser ce type de comparateur, il faut deux comparateurs avec des seuils différents.

20.4.1 Entrée dans les limites, sortie au niveau bas

La figure 20.22a représente un comparateur à fenêtre ayant la sortie au niveau bas lorsque la tension d'entrée se situe entre les limites inférieure et supérieure. Le montage possède un PDS et un PDI ; les tensions de référence peuvent être fournies par des diviseurs de tension, diodes Zener ou d'autres circuits. La figure 20.22b montre la réponse entrée/sortie ; quand v_{in} est inférieure au PDI ou supérieure au PDS, la sortie est au niveau haut, dans le cas contraire elle est au niveau bas.

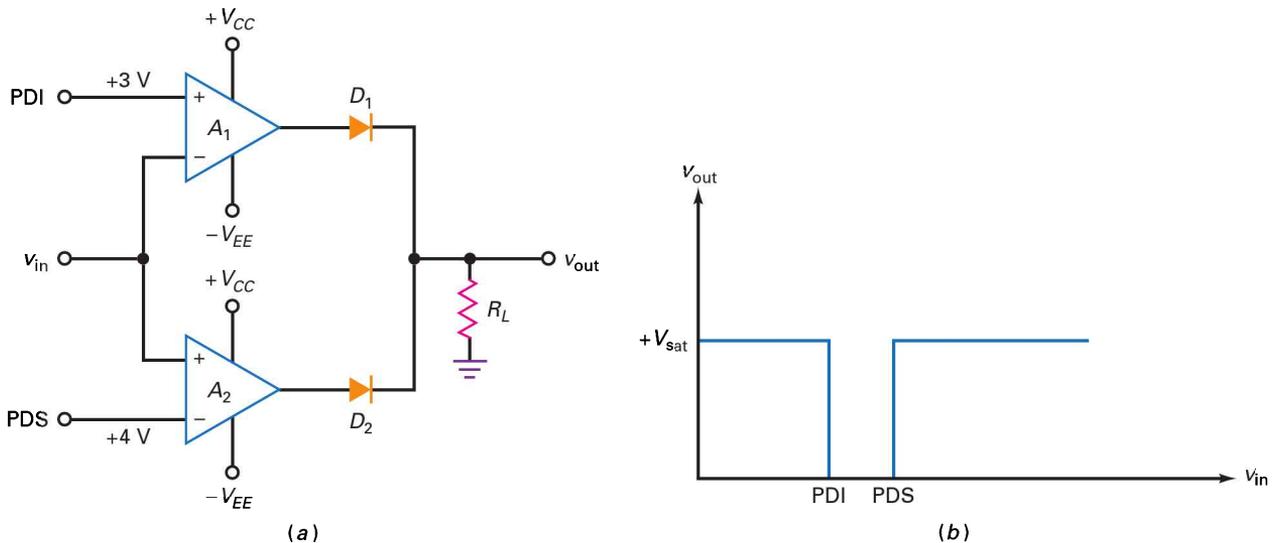


Figure 20.22
(a) Comparateur à fenêtre inverseur ;
(b) sortie au niveau bas pour l'entrée à l'intérieur de la fenêtre.

Voici le principe de fonctionnement : supposons les points de déclenchement suivants, PDI = 3 V et PDS = 4 V. Pour $v_{in} < 3$ V, le comparateur A_1 a sa sortie positive et A_2 sa sortie négative ; la diode D_1 conduit, la diode D_2 est bloquée ; donc la sortie est au niveau haut. De même, pour $v_{in} > 4$ V, le comparateur A_1 a sa sortie négative et A_2 sa sortie positive ; la diode D_1 est bloquée et la diode D_2 conduit ; la sortie est au niveau haut. Pour 3 V $< v_{in} < 4$ V, A_1 a sa sortie négative et A_2 aussi, les diodes D_1 et D_2 sont bloquées, la sortie est au niveau bas.

20.4.2 Entrée dans les limites, sortie au niveau haut

La figure 20.23a représente un autre comparateur à fenêtre. Ce montage utilise le LM339 qui est un quadruple comparateur nécessitant une résistance de rappel. Avec une tension de rappel +5 V, le montage peut commander des circuits TTL. Une tension de rappel +15 V peut être utilisée pour attaquer des circuits MOSFET

de puissance. La figure 20.23b donne la réponse entrée/sortie ; la tension de sortie est au niveau haut quand la tension d'entrée est comprise entre les limites.

Pour cette explication, nous supposons les mêmes tensions de référence que dans l'exemple précédent. Pour une tension d'entrée inférieure à 3 V, le comparateur du bas rappelle la tension à zéro. Pour une tension d'entrée supérieure à 4 V, le comparateur du haut rappelle la tension à zéro. Pour v_{in} comprise entre trois et quatre volts, le transistor de sortie de chaque comparateur est bloqué et la sortie est à +5 V.

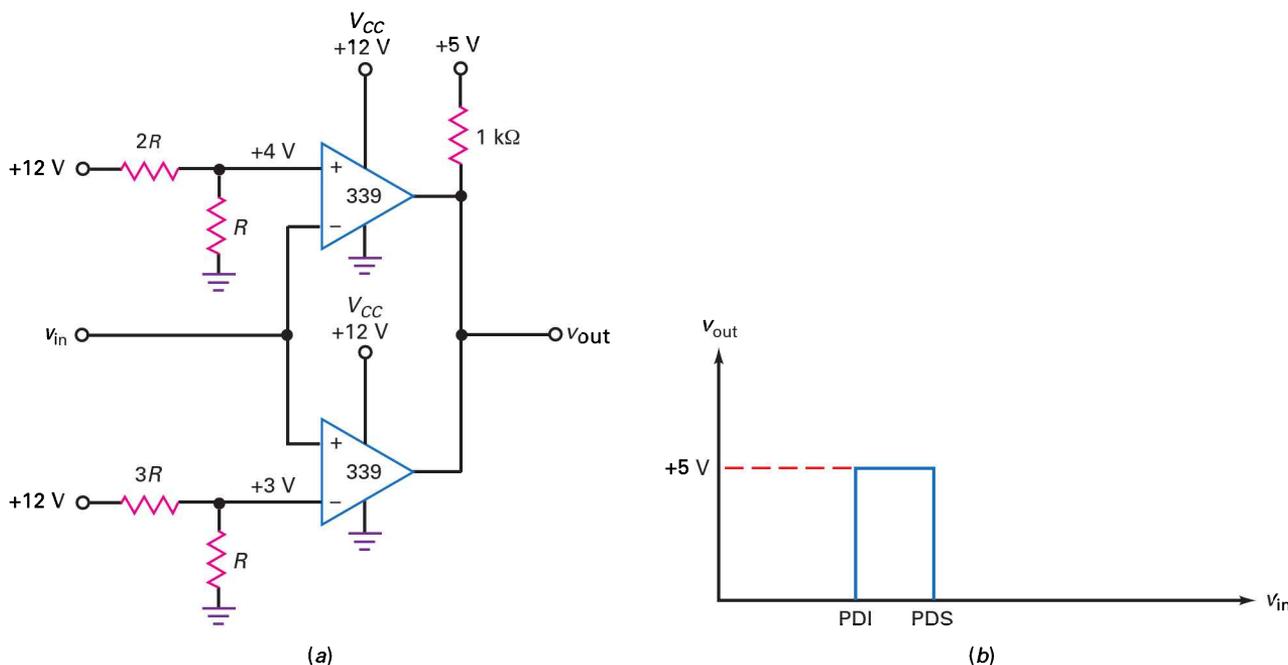


Figure 20.23
(a) Comparateur à fenêtre non inverseur ;
(b) sortie au niveau haut pour l'entrée à l'intérieur de la fenêtre.

20.5 L'intégrateur

Un **intégrateur** est un circuit qui réalise une opération mathématique appelée *intégration*. Son application la plus courante est la réalisation d'une *rampe* de tension de sortie, c'est-à-dire une croissance ou une décroissance linéaire de tension. L'intégrateur est parfois nommé *intégrateur de Miller*, du nom de son inventeur.

20.5.1 Circuit fondamental

La figure 20.24a est un ampli op monté en intégrateur, la réaction s'effectue par un condensateur au lieu d'une résistance. Le signal d'entrée habituel d'un intégrateur est une impulsion de tension telle que celle représentée sur la figure 20.24b, dont la largeur vaut T . Quand l'impulsion est au niveau bas, $v_{in} = 0$; quand elle est au niveau haut, $v_{in} = V_{in}$. Imaginez cette impulsion sur l'extrémité gauche de la résistance. À cause de la masse virtuelle sur l'entrée inverseuse, la partie haute de l'impulsion donne un courant d'entrée :

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R}$$

Tout le courant d'entrée va dans le condensateur, celui-ci se charge et la tension à ses bornes augmente selon la polarité reportée sur la figure 20.24a. À cause de la présence de la masse virtuelle, la tension de sortie est égale à la tension sur le condensateur. Pour une tension d'entrée positive, la tension de sortie augmente en valeurs négatives, comme le montre la figure 20.24c.

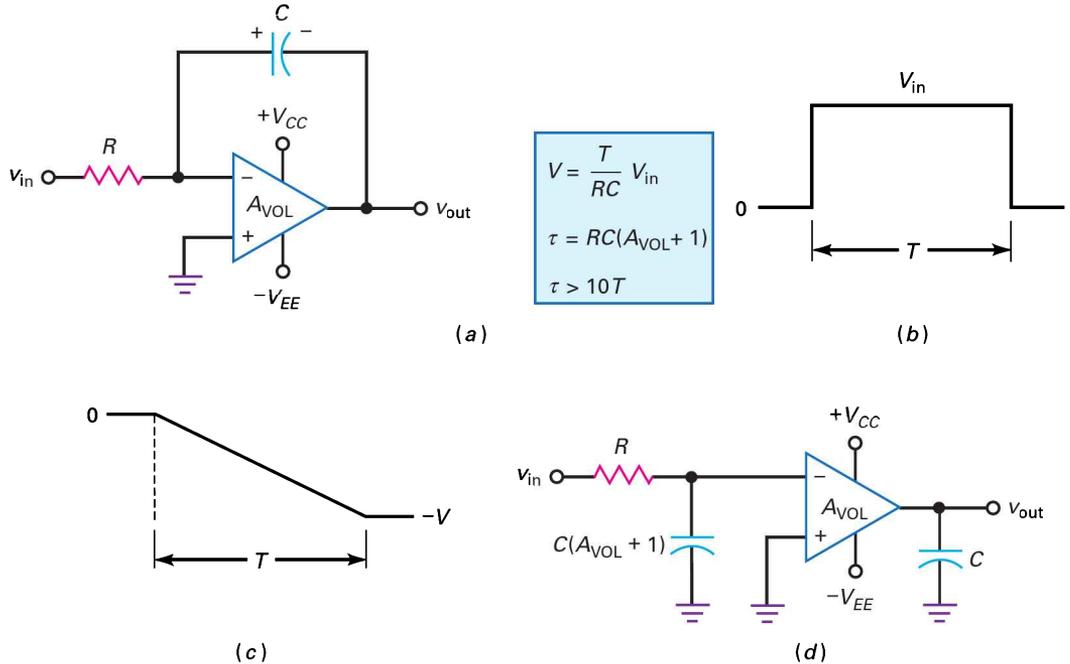


Figure 20.24
 (a) Intégrateur ;
 (b) impulsion
 d'entrée classique ;
 (c) rampe de sortie ;
 (d) capacité Miller
 d'entrée très grande.

Puisqu'un courant constant traverse le condensateur, sa charge Q croît linéairement en fonction du temps. La tension à ses bornes croît linéairement, ce qui donne une tension de sortie en forme de rampe négative (figure 20.24c). À la fin de la période de l'impulsion (figure 20.24b), la tension d'entrée redevient nulle et la charge du condensateur s'arrête. La charge étant conservée, la tension de sortie reste constante et égale à $-V$ avec :

$$V = \frac{T}{RC} V_{in} \quad (20.13)$$

Pour terminer, l'effet Miller permet de couper le condensateur de réaction en deux capacités équivalentes représentées sur la figure 20.24d. La constante de temps boucle fermée τ pour le circuit RC de l'entrée est :

$$\tau = RC(A_{VOL} + 1) \quad (20.14)$$

Pour un bon fonctionnement de l'intégrateur, cette constante de temps doit être beaucoup plus grande que la largeur de l'impulsion (au moins 10 fois plus), soit :

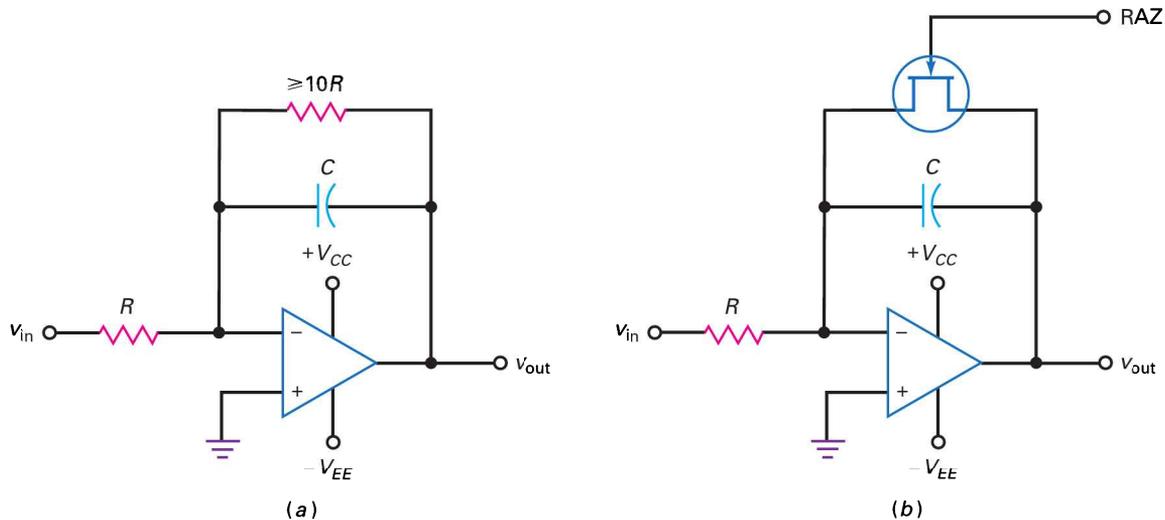
$$\tau > 10T \quad (20.15)$$

Dans un intégrateur à ampli op classique, la constante de temps boucle fermée est extrêmement longue et cette condition est facilement satisfaite.

20.5.2 Élimination du décalage de sortie

Le circuit de la figure 20.24a demande une petite modification pour être facilement utilisable. Le condensateur étant un circuit ouvert pour une tension continue, il n'existe pas de réaction à la fréquence nulle, et dans ce cas le circuit considère toute tension de décalage comme un signal d'entrée correct. Par conséquent, le condensateur se charge et la sortie va en saturation positive ou négative pour y rester indéfiniment.

Une méthode pour éliminer l'effet de la tension de décalage d'entrée consiste à diminuer le gain en tension à la fréquence nulle grâce à l'insertion d'une résistance en parallèle sur le condensateur, comme le montre la figure 20.25a. Cette résistance doit être au moins dix fois plus grande que la résistance à l'entrée. Pour une valeur $10R$, le gain en tension boucle fermée vaut 10 et la tension de décalage à la sortie reste à des niveaux acceptables. En présence d'un signal d'entrée valide, la résistance supplémentaire n'a presque pas d'influence sur la charge du condensateur, et de ce fait la tension de sortie est encore une rampe presque parfaite.



Bon à Savoir

La résistance de contre-réaction dans la figure 20.25 peut être aussi décomposée en deux résistances équivalentes. Du côté entrée, $z_{in} = R_f / (1 + A_{VOL})$.

Une autre méthode pour supprimer les effets de la tension de décalage d'entrée est l'utilisation d'un interrupteur à JFET (figure 20.25b). La tension sur la grille du JFET est soit 0 soit $-V_{CC}$, qui est suffisante pour ouvrir le JFET. Donc le JFET est une faible résistance quand l'intégrateur est au repos et une forte résistance quand il est actif.

Le JFET décharge le condensateur en vue de la prochaine impulsion d'entrée. Juste avant l'arrivée de celle-ci, le signal de remise à zéro (RAZ) est mis à zéro, ce qui décharge le condensateur. À l'instant où le signal arrive, la RAZ devient $-V_{CC}$, ce qui ouvre le JFET, et la sortie de l'intégrateur peut donner sa rampe de tension.

Figure 20.25

(a) La résistance sur le condensateur diminue la tension de décalage à la sortie ;
(b) intégrateur à RAZ par JFET.

Question 20.7

D'après la figure 20.26, que vaut la tension de sortie à la fin de l'impulsion d'entrée ? Si le 741C a un gain en tension boucle ouverte de 100 000, quelle est la constante de temps boucle fermée de l'intégrateur ?

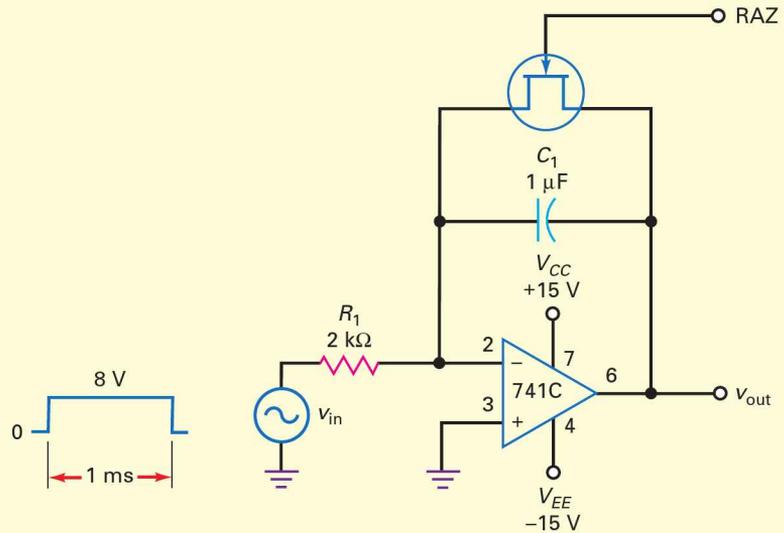


Figure 20.26

Réponse Avec la relation (20.13), la tension de sortie à la fin de l'impulsion est :

$$V = \frac{1 \text{ ms}}{(2 \text{ k}\Omega)(1 \mu\text{F})}(8 \text{ V}) = 4 \text{ V}$$

Selon la relation (20.14), la constante de temps boucle fermée vaut :

$$\tau = RC(A_{\text{VOL}} + 1) = (2 \text{ k}\Omega)(1 \mu\text{F})(100\,001) = 200 \text{ s}$$

Or la largeur de l'impulsion (1 ms) est beaucoup plus faible que la constante de temps boucle fermée, et la charge du condensateur utilise uniquement la partie initiale de la fonction exponentielle. Celle-ci étant presque linéaire, la tension de sortie est une rampe presque parfaite. Les tensions linéaires de balayage des oscilloscopes sont produites à partir des rampes d'un intégrateur et peuvent aussi être utilisées dans des circuits de temporisation.

20.7 Avez-vous compris ? À la figure 20.26, faire passer la résistance de 2 kΩ à 10 kΩ et reprendre la question 20.7.

20.6 Conversion de la forme des signaux

Avec les amplis op, il est possible de transformer un signal sinusoïdal en signal rectangulaire, un signal rectangulaire en signal triangulaire, etc. Ce paragraphe aborde les circuits fondamentaux pour transformer un signal d'entrée en un signal de sortie de forme différente.

20.6.1 Du sinusoïdal au rectangulaire

La figure 20.27a représente une bascule de Schmitt et la figure 20.27b est sa tension de sortie en fonction de sa tension d'entrée. Quand le signal d'entrée est *périodique* (cycles qui se répètent), la bascule donne un signal rectangulaire. Cela suppose que le signal d'entrée est assez grand pour traverser les deux points de déclenchement

de la figure 20.27c. Lorsque la tension d'entrée dépasse le PDS lors de la partie montante de l'alternance positive, la tension de sortie bascule à $-V_{\text{sat}}$. Lors de l'alternance suivante, la tension d'entrée devient inférieure au PDI et la tension de sortie retourne à $+V_{\text{sat}}$.

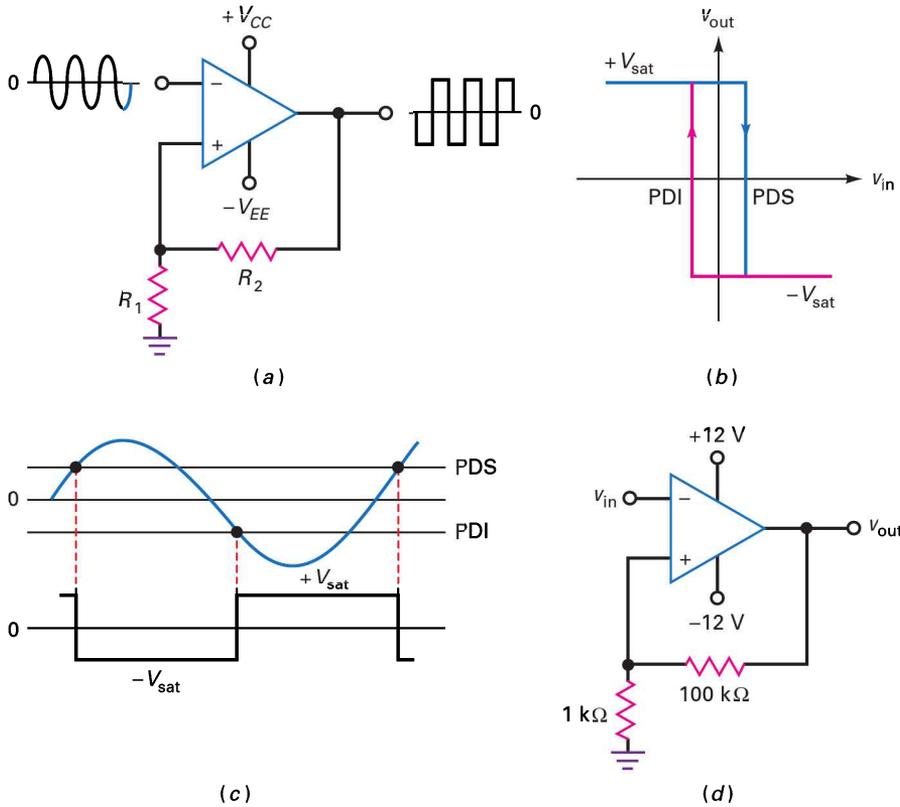


Figure 20.27
La bascule de Schmitt donne toujours une sortie rectangulaire.

Une bascule de Schmitt donne toujours un signal rectangulaire, quelle que soit la forme du signal d'entrée. Ce dernier n'a pas besoin d'être sinusoïdal : tant qu'il est périodique et qu'il possède une amplitude suffisante pour traverser les points de déclenchement, le signal de sortie est rectangulaire et il est à la même fréquence que le signal d'entrée.

Pour illustrer cela, la figure 20.27d représente une bascule de Schmitt avec approximativement $\text{PDS} = +0,1 \text{ V}$ et $\text{PDI} = -0,1 \text{ V}$. Si la tension d'entrée est répétitive et si elle possède une amplitude crête à crête supérieure à $0,2 \text{ V}$, la tension de sortie est un signal rectangulaire ayant une valeur crête à crête d'environ $2V_{\text{sat}}$.

20.6.2 Du rectangulaire au triangulaire

Sur la figure 20.28a, un intégrateur reçoit un signal rectangulaire. Or, la tension d'entrée possède une valeur DC (moyenne) nulle ; la valeur DC de la tension de sortie est, elle aussi, nulle. La rampe représentée sur la figure 20.28b est décroissante pendant l'alternance positive de la tension d'entrée et elle est croissante pendant l'alternance négative. Donc la sortie est un signal triangulaire de même fréquence que le signal d'entrée. On peut montrer qu'il possède une valeur crête à crête :

$$V_{\text{out(pp)}} = \frac{T}{2RC} V_p \quad (20.16)$$

avec T la période du signal. En fonction de la fréquence, l'expression devient :

$$V_{\text{out(pp)}} = \frac{V_p}{2fRC} \quad (20.17)$$

avec V_p la valeur crête de la tension d'entrée et f sa fréquence.

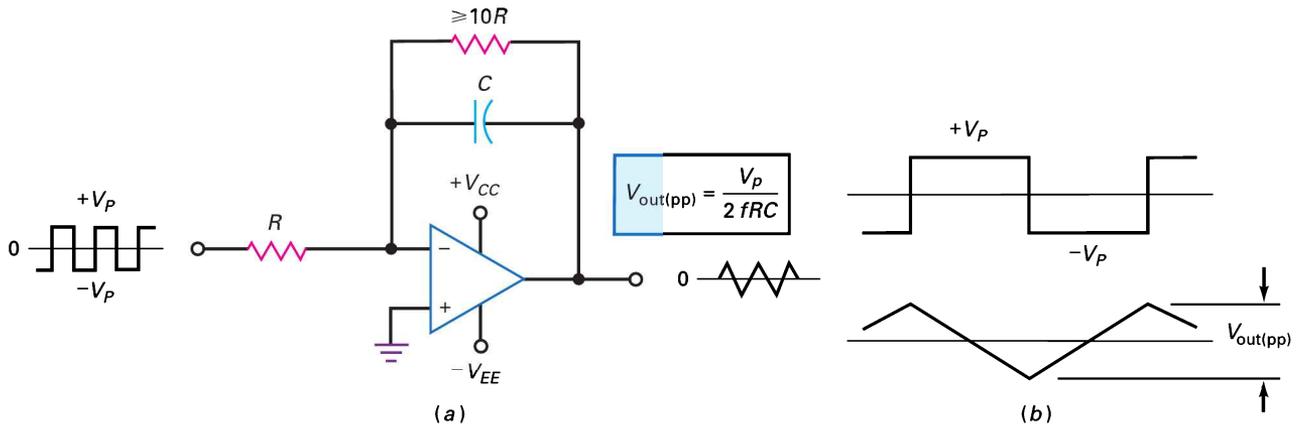


Figure 20.28
 (a) Un signal rectangulaire sur un intégrateur donne une sortie triangulaire ;
 (b) signaux d'entrée et de sortie.

20.6.3 Du triangulaire à l'impulsionnel

La figure 20.29a représente un montage qui transforme une entrée triangulaire en une sortie impulsionnelle. En faisant varier la résistance R_2 , nous pouvons modifier la largeur des impulsions de sortie, ce qui revient à faire varier le coefficient de remplissage. Sur la figure 20.29b, W est la largeur de l'impulsion et T sa période. Le coefficient de remplissage D est la largeur W divisée par la période T .

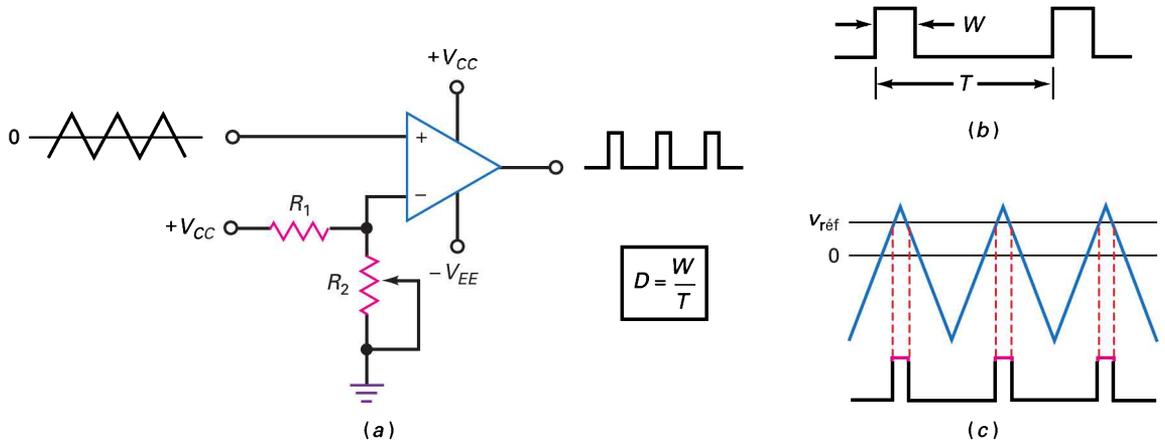


Figure 20.29
 Une entrée triangulaire sur un détecteur à seuil variable donne une sortie impulsionnelle.

Pour certaines applications, nous voulons un coefficient de remplissage variable. Le détecteur à seuil variable représenté sur la figure 20.29a est idéal dans ce cas. Avec ce montage, nous pouvons faire varier le point de déclenchement de zéro à une valeur positive donnée. Si la valeur crête du signal triangulaire dépasse le point de déclenchement, la sortie passe au niveau haut (figure 20.29c). Or $v_{\text{réf}}$ est ajustable, nous obtenons donc des impulsions de largeur variable, ce qui est équivalent à un changement de coefficient de remplissage. Avec un tel circuit, nous disposons d'un coefficient de remplissage qui peut varier de 0 à 50 %.

Question 20.8

Que vaut la tension de sortie sur la figure 20.30 si la fréquence d'entrée est 1 kHz ?

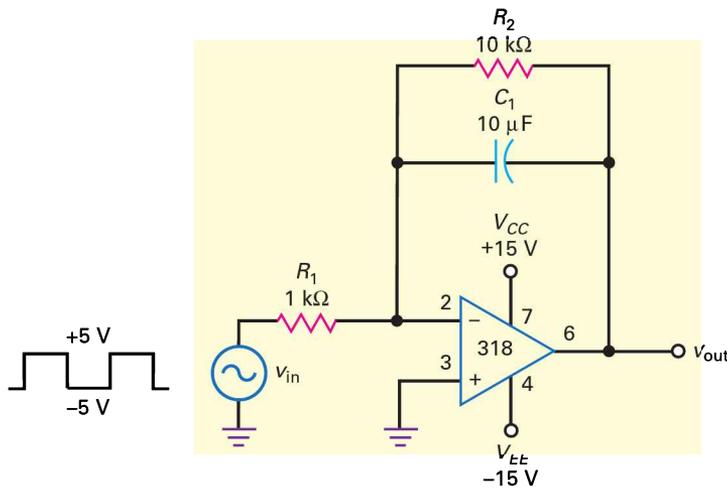


Figure 20.30

Réponse Selon la relation (20.17), la sortie est un signal triangulaire avec une tension de valeur crête à crête :

$$V_{\text{out(pp)}} = \frac{5 \text{ V}}{2(1 \text{ kHz})(1 \text{ k}\Omega)(10 \mu\text{F})} = 0,25 \text{ V}_{\text{pp}}$$

20.8 Avez-vous compris ? À la figure 20.30, quelle valeur de capacité faut-il pour avoir une tension de sortie de 1 V_{pp} ?

Question 20.9

Une entrée triangulaire commande le circuit représenté par la figure 20.31a. La résistance variable présente une valeur maximale 10 kΩ. Si l'entrée triangulaire est à la fréquence 1 kHz et si le curseur est au milieu de sa course, que vaut le coefficient de remplissage ?

III Multisim

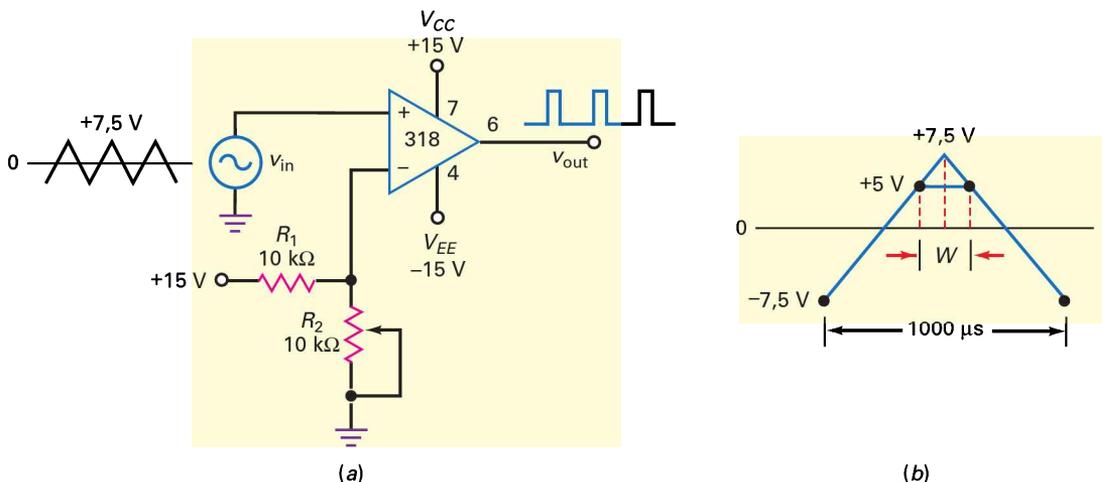


Figure 20.31

Réponse Quand le curseur est au milieu de sa course, cela donne une résistance de $5 \text{ k}\Omega$. Dans ce cas, la tension de référence vaut :

$$v_{\text{ref}} = \frac{5 \text{ k}\Omega}{15 \text{ k}\Omega} 15 \text{ V} = 5 \text{ V}$$

La période du signal est :

$$T = \frac{1}{1 \text{ kHz}} = 1\,000 \mu\text{s}$$

La figure 20.31*b* illustre cela, il faut $500 \mu\text{s}$ pour que la tension d'entrée passe de $-7,5 \text{ V}$ à $+7,5 \text{ V}$ car c'est une demi-période. Le point de déclenchement du comparateur est $+5 \text{ V}$, l'impulsion de sortie possède une largeur W représentée sur la figure 20.31*b*.

Il existe une relation géométrique entre la tension et le temps :

$$\frac{W/2}{500 \mu\text{s}} = \frac{7,5 \text{ V} - 5 \text{ V}}{15 \text{ V}}$$

La solution donne :

$$W = 167 \mu\text{s}$$

Le coefficient de remplissage vaut :

$$D = \frac{167 \mu\text{s}}{1\,000 \mu\text{s}} = 0,167$$

Sur la figure 20.31*a*, la descente vers le bas du curseur augmente la tension de référence et diminue le coefficient de remplissage. La remontée de ce curseur diminue la tension de référence et augmente le coefficient de remplissage. Pour toutes les valeurs données dans la figure 20.31*a*, le coefficient de remplissage peut varier entre 0 et 50 %.

20.9 Avez-vous compris ? Reprendre la question 20.9 avec une fréquence d'entrée de 2 kHz.

20.7 Génération de signaux

La réaction positive permet aussi de réaliser des **oscillateurs**, ce sont des circuits qui produisent ou créent un signal de sortie sans signal d'entrée extérieur. Dans ce paragraphe, nous allons envisager des montages à ampli op produisant des signaux non sinusoïdaux.

20.7.1 Oscillateur à relaxation

Il n'existe pas de signal d'entrée sur la figure 20.32*a* ; néanmoins, le circuit donne un signal rectangulaire entre $+I_{\text{sat}}$ et $-I_{\text{sat}}$ à la sortie. Comment est-ce possible ? Supposons (figure 20.32*a*) la sortie à la saturation positive. Le condensateur

se charge exponentiellement vers $+I_{\text{sat}}^r$ à cause de la résistance de réaction R (figure 20.32b). Mais la tension sur le condensateur n'atteindra jamais cette valeur car elle traverse le PDS. Quand cela arrive, la tension de sortie bascule à $-I_{\text{sat}}^r$.

La sortie étant maintenant à la saturation négative, le condensateur se décharge (figure 20.32b), et lorsque sa tension traverse le zéro, il commence à se charger négativement vers $-I_{\text{sat}}^r$. Au moment où la tension traverse le PDI, la tension de sortie commute vers $+I_{\text{sat}}^r$; le cycle alors se répète.

La charge et la décharge continues du condensateur donnent un signal de sortie rectangulaire avec un coefficient de remplissage égal à 50 %. L'analyse de ce phénomène donne l'expression de la période du signal de sortie :

$$T = 2RC \ln \frac{1+B}{1-B} \quad (20.18)$$

Avec B le taux de réaction donné par :

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

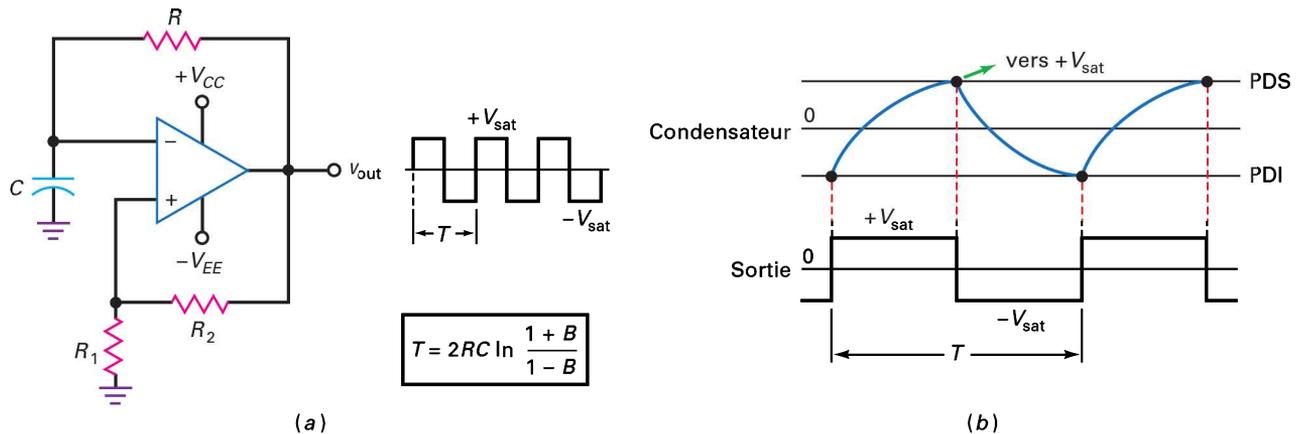


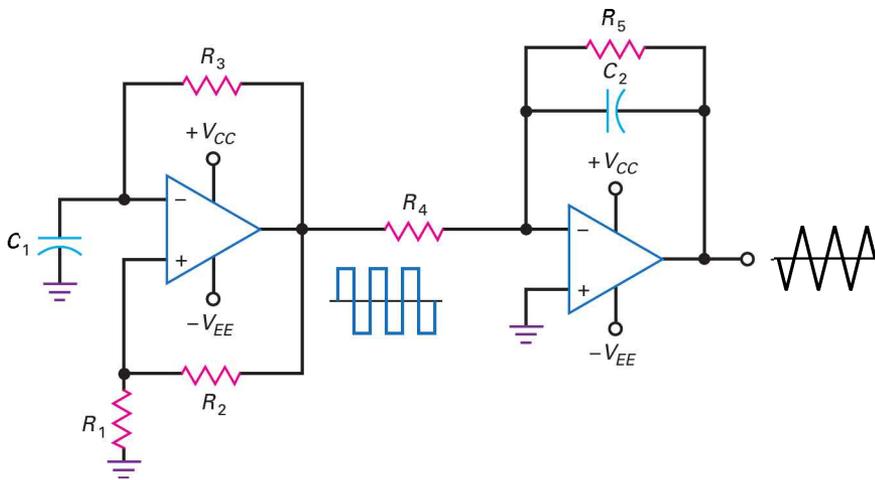
Figure 20.32
(a) Oscillateur à relaxation ;
(b) charge du condensateur et signal de sortie.

L'expression (20.18) utilise le *logarithme naturel* qui est un logarithme de base e . Pour cette relation, on utilise une calculatrice scientifique ou une table de logarithmes naturels.

Le circuit sur la figure 20.32a s'appelle **oscillateur à relaxation**, un circuit qui engendre un signal de sortie dont la fréquence dépend de la charge du condensateur. L'augmentation de la constante de temps RC allonge le temps nécessaire à la tension du condensateur pour atteindre le point de déclenchement et la fréquence diminue. En prenant une résistance R variable, on obtient une plage de variation de 50/1.

20.7.2 Génération de signaux triangulaires

La mise en cascade d'un oscillateur à relaxation avec un intégrateur donne un générateur de signaux triangulaires représenté sur la figure 20.33. Le signal rectangulaire issu de l'oscillateur à relaxation commande l'intégrateur qui donne la sortie triangulaire. Le signal rectangulaire varie entre $+I_{\text{sat}}^r$ et $-I_{\text{sat}}^r$ avec une période donnée par la relation (20.18). Le signal triangulaire possède la même période et sa valeur crête à crête est donnée par la relation (20.16).



$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$T = 2R_3C_1 \ln \frac{1+B}{1-B}$$

$$V_{out(pp)} = \frac{T}{2R_4C_2} V_{sat}$$

Figure 20.33

Oscillateur à relaxation avec un intégrateur pour créer un signal triangulaire.

Multisim

Question 20.10

D'après la figure 20.34, quelle est la valeur de la fréquence du signal de sortie ?

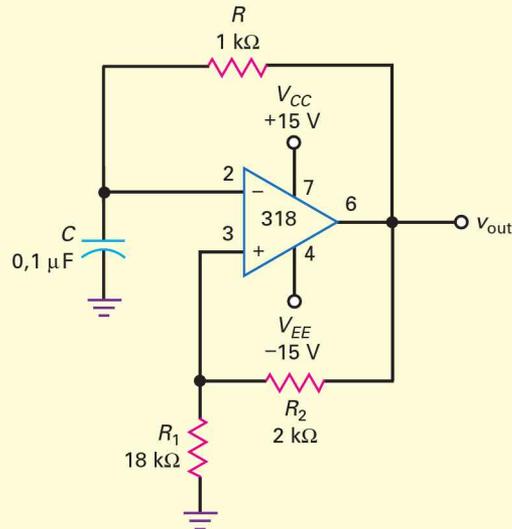


Figure 20.34

Réponse Le taux de réaction vaut :

$$B = \frac{18 \text{ k}\Omega}{20 \text{ k}\Omega} = 0,9$$

Selon la relation (20.18), la période vaut :

$$T = 2RC \ln \frac{1+B}{1-B} = 2(1 \text{ k}\Omega)(0,1 \mu\text{F}) \ln \frac{1+0,9}{1-0,9} = 589 \mu\text{s}$$

La fréquence est :

$$f = \frac{1}{589 \mu\text{s}} = 1,7 \text{ kHz}$$

Pour le circuit de la figure 20.34, le signal rectangulaire de sortie présente une fréquence 1,7 kHz et une valeur crête à crête $2V_{\text{sat}}$, soit approximativement 27 V.

20.10 Avez-vous compris ? À la figure 20.34, faire passer la résistance de 18 k Ω à 10 k Ω et calculer la nouvelle fréquence de sortie.

Question 20.11

||| Multisim

On utilise l'oscillateur à relaxation de la question 20.10 pour commander un intégrateur (figure 20.33). En supposant que la tension crête de sortie de l'oscillation soit égale à 13,5 V et que l'intégrateur possède $R_4 = 10$ k Ω et $C_2 = 10$ μ F, quelle est la valeur crête à crête du signal triangulaire de sortie ?

Réponse Selon les relations données dans la figure 20.33, nous pouvons analyser le montage. Dans la question 20.10, le taux de réaction vaut 0,9 et la période 589 μ s. Maintenant, il est possible de calculer la valeur crête à crête du signal triangulaire de sortie :

$$V_{\text{out(pp)}} = \frac{589 \mu\text{s}}{2(10 \text{ k}\Omega)(10 \mu\text{F})}(13,5 \text{ V}) = 39,8 \text{ mV}_{\text{pp}}$$

Le montage donne un signal rectangulaire de valeur crête à crête environ 27 V et un signal triangulaire de valeur crête à crête 39,8 mV.

20.11 Avez-vous compris ? Reprendre la question 20.11 en faisant passer la résistance de la figure 20.34 de 18 k Ω à 10 k Ω .

20.8 Autre générateur de signal triangulaire

Sur la figure 20.35a, la sortie rectangulaire d'une bascule de Schmitt non inverseuse commande un intégrateur. Le signal triangulaire à la sortie de l'intégrateur est ramené à l'entrée de la bascule. De ce fait, nous avons un montage très intéressant ; le premier étage commande le second et le second commande le premier.

La figure 20.35b représente la caractéristique de transfert de la bascule ; lorsque la sortie est au niveau bas, l'entrée doit croître jusqu'au PDS pour commuter la sortie sur le niveau haut. De la même manière, lorsque la sortie est au niveau haut, l'entrée doit décroître jusqu'au PDI pour basculer la sortie sur le niveau bas.

Pour une sortie au niveau bas de la bascule de Schmitt (figure 20.35c), l'intégrateur produit une rampe positive jusqu'à ce qu'elle atteigne le PDS. À ce moment, la sortie de la bascule commute sur le niveau haut et le signal triangulaire inverse sa direction. Alors, la rampe négative décroît jusqu'à ce qu'elle atteigne le PDI où un nouveau changement de la sortie de la bascule intervient.

La différence entre le PDS et le PDI donne la valeur crête à crête du signal triangulaire (figure 20.35c). On peut démontrer l'expression suivante de la fréquence :

$$f = \frac{R_2}{4R_1R_3C} \quad (20.19)$$

La figure 20.35 donne cette relation, ainsi que d'autres résultats de la résolution des équations.

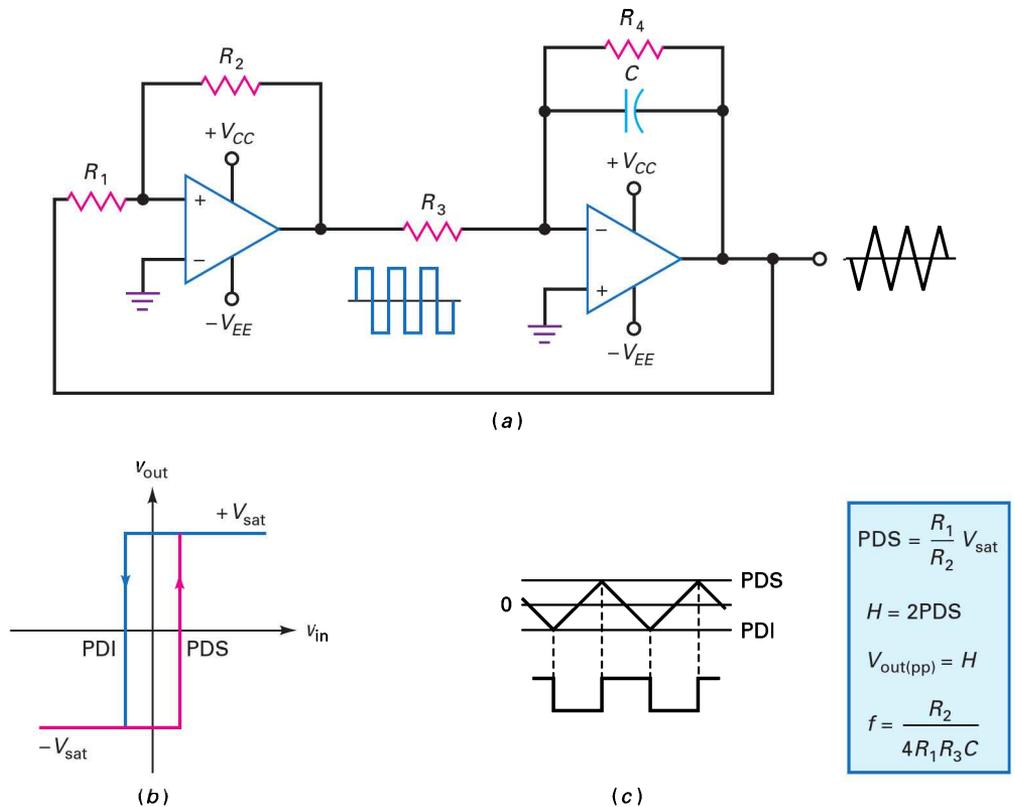


Figure 20.35

Une bascule de Schmitt et un intégrateur donnent des signaux rectangulaires et triangulaires.

Question 20.12

Le générateur de signaux triangulaires représenté par la figure 20.35a possède les valeurs suivantes pour ses composants : $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$; $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$. Quelle est la valeur crête à crête de la tension de sortie si $V_{\text{sat}} = 13 \text{ V}$? Quelle est la fréquence du signal triangulaire ?

Réponse Avec les relations données sur la figure 20.35, le PDS a la valeur :

$$\text{PDS} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} (13 \text{ V}) = 0,13 \text{ V}$$

La valeur crête à crête du signal triangulaire de sortie est égale à l'hystérésis :

$$V_{\text{out(pp)}} = H = 2\text{PDS} = 2(0,13 \text{ V}) = 0,26 \text{ V}$$

La fréquence est :

$$f = \frac{100 \text{ k}\Omega}{4(1 \text{ k}\Omega)(10 \text{ k}\Omega)(10 \text{ }\mu\text{F})} = 250 \text{ Hz}$$

20.12 Avez-vous compris ? À la figure 20.35, faire passer R_1 à $2 \text{ k}\Omega$ et C à $1 \text{ }\mu\text{F}$. Calculer $V_{\text{out(pp)}}$ et la fréquence de sortie.

20.9 Circuits actifs à diodes

Les amplis op améliorent les performances des circuits à diodes. Tout d'abord, avec la contre-réaction, ils réduisent l'effet de la tension de seuil permettant le redressement, la détection crête, l'écrêtage et la fixation de niveau des signaux faibles (ceux dont l'amplitude est inférieure à la tension de seuil). Ensuite, leur rôle de tampon élimine les effets de la source et de la charge sur les circuits à diode.

20.9.1 Redresseur simple alternance actif

La figure 20.36 représente un **redresseur simple alternance actif**. Lorsque le signal à l'entrée est positif, la sortie est positive et la diode conduit. Le circuit fonctionne comme un suiveur de tension et l'alternance positive est transmise à la charge. Lorsque le signal d'entrée est négatif, la sortie de l'ampli op est négative et la diode est bloquée, aucune tension n'apparaît sur la résistance de charge. La sortie finale est une demi-période presque parfaite.

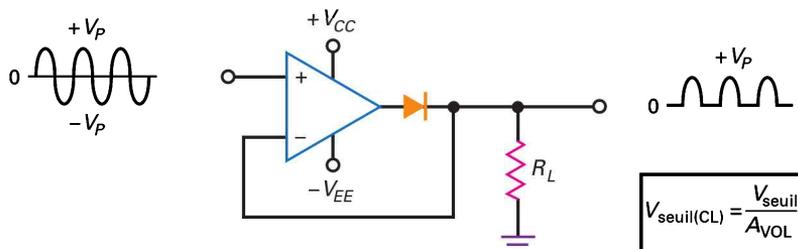


Figure 20.36
Redresseur simple
alternance actif.

Il y a deux *modes* ou régions distinctes de fonctionnement. En premier, pour des tensions d'entrée positives, la diode conduit et le fonctionnement est linéaire. Dans ces conditions, la tension de sortie suit la tension d'entrée et nous avons une contre-réaction. En second, pour des tensions d'entrées négatives, la diode est bloquée et la boucle de réaction est ouverte. Par conséquent, l'ampli op est isolé de la résistance de charge.

Le grand gain en tension boucle ouverte élimine l'effet de la tension de seuil de la diode. Par exemple, pour une diode de tension de seuil 0,7 V et un gain $A_{VOL} = 100000$, la tension d'entrée qui met la diode en conduction est 7 μ V. La tension de seuil boucle fermée est :

$$V_{\text{seuil(CL)}} = \frac{V_{\text{seuil}}}{A_{VOL}}$$

où $V_{\text{seuil}} = 0,7\text{V}$ pour une diode au silicium. Cette tension de seuil boucle fermée permet l'utilisation du redresseur simple alternance pour des petits signaux dans la gamme des microvolts.

20.9.2 Détecteur de crête actif

Pour détecter la valeur crête de faibles signaux, nous pouvons utiliser un **détecteur de crête actif** comme celui représenté sur la figure 20.37a. De nouveau, la tension de seuil boucle fermée est dans la gamme des microvolts, et nous pouvons détecter des signaux très faibles. Lorsque la diode est passante, la contre-réaction donne une impédance de Thévenin à la sortie presque nulle ; la constante de temps de la charge du condensateur est très faible et sa tension atteint rapidement la valeur crête. Quand la diode est bloquée, le condensateur se décharge par R_L . Avec une

constante de temps de décharge $R_L C$ beaucoup plus grande que la période du signal, nous avons un détecteur de crête des signaux de faible niveau presque parfait.

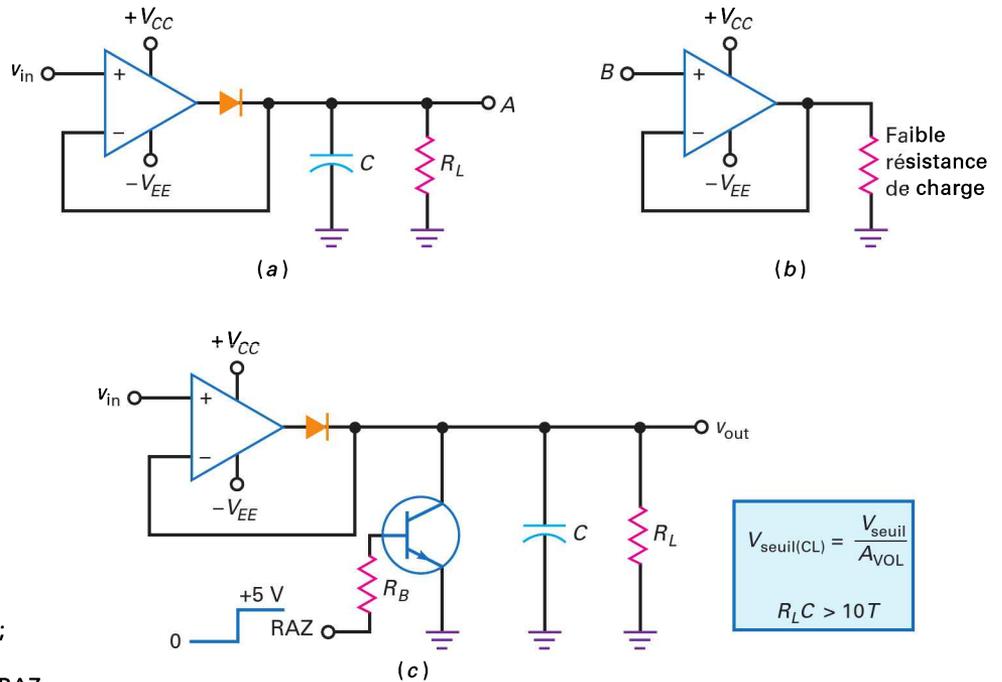


Figure 20.37
 (a) Détecteur de crête actif ;
 (b) ampli tampon ;
 (c) détecteur de crête avec RAZ.

Il y a deux régions de fonctionnement distinctes. La première, si la tension d'entrée est positive, la diode est passante et le fonctionnement est linéaire. Dans ces conditions, le condensateur se charge à la valeur crête de la tension d'entrée. La seconde, si la tension d'entrée est négative, la diode est bloquée et la boucle de réaction est ouverte. Dans ces conditions, le condensateur se décharge dans la résistance de charge. Tant que la constante de temps de cette décharge est plus grande que la période du signal d'entrée, la tension de sortie est approximativement égale à la valeur crête de la tension d'entrée.

Si le signal détecté est appliqué sur une faible résistance de charge, il est possible d'en éliminer les effets par l'utilisation d'un ampli op tampon. Par exemple, si nous relierons le point A de la figure 20.37a au point B de la figure 20.37b, le suiveur de tension isole la faible résistance du détecteur de crête et évite la décharge trop rapide du condensateur.

Au minimum, la constante de temps $R_L C$ doit être au moins 10 fois plus grande que la période T de la fréquence d'entrée la plus faible, soit :

$$R_L C > 10 T \quad (20.20)$$

Quand cette condition est respectée, la tension de sortie est la valeur crête de l'entrée à 5 % près. Si la fréquence la plus basse est 1 kHz, sa période est 1 ms ; $R_L C$ doit valoir au moins 10 ms pour avoir une erreur inférieure à 5 %.

On ajoute souvent une remise à zéro (RAZ) au détecteur de crête actif (voir figure 20.37c). Quand l'entrée de la RAZ est au niveau bas, le transistor est ouvert, ce qui permet au circuit de fonctionner comme nous l'avons vu précédemment. Lorsque la RAZ est au niveau haut, le transistor interrupteur est fermé, il décharge rapidement le condensateur. Vous pouvez avoir besoin de cette RAZ car le condensateur tient sa charge longtemps, même si le signal d'entrée a disparu. En appliquant un signal de niveau haut sur la RAZ, le condensateur est rapidement déchargé en préparation d'un autre signal d'entrée avec une valeur crête différente.

20.9.3 Limiteur positif actif

La figure 20.38a représente un **limiteur positif actif**. Si le curseur est situé à l'extrême gauche, la tension $v_{\text{réf}}$ est nulle et l'entrée non inverseuse est à la masse. Pour une tension v_{in} positive, la sortie de l'ampli op est négative et la diode est conductrice. La faible impédance de la diode donne une forte contre-réaction car la résistance de réaction est presque nulle, et la sortie est une masse virtuelle pour toutes les valeurs positives de v_{in} .

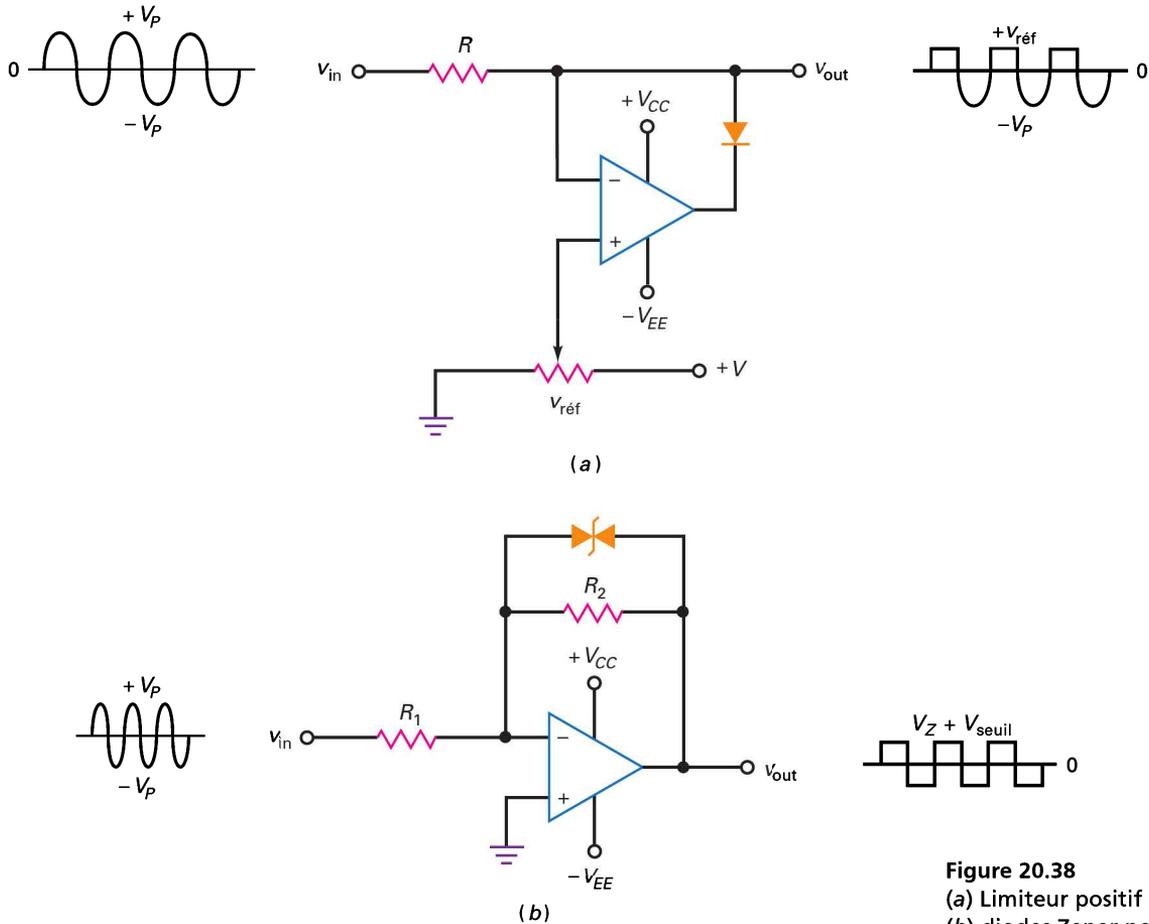


Figure 20.38
(a) Limiteur positif actif ;
(b) diodes Zener pour un signal de sortie rectangulaire

Pour une tension v_{in} négative, la sortie de l'ampli op est positive, ce qui bloque la diode et ouvre la boucle de réaction. La masse virtuelle a disparu et la tension v_{out} vaut toutes les valeurs de l'alternance négative de la tension d'entrée. C'est pour cela que l'on voit apparaître une alternance négative sur la sortie.

Il est possible de modifier le niveau d'écrêtage en bougeant le curseur pour obtenir différentes valeurs de $v_{\text{réf}}$, et on obtient un signal de sortie dont la forme est reproduite sur la figure 20.38a. Le niveau de référence peut varier entre 0 et $+V$.

La figure 20.38b montre une limitation sur les deux alternances. Remarquez les deux diodes Zener en tête-bêche dans la boucle de réaction. Au-dessous de la tension Zener, le circuit présente un gain boucle fermée R_2/R_1 . Si la sortie veut

dépasser la tension Zener plus la chute de tension directe, la diode Zener claque en inverse et la tension de sortie se situe à $V_Z + V_{\text{seuil}}$ de la masse virtuelle. Ceci explique la forme de la limitation présentée par le signal de sortie.

20.9.4 Régénérateur positif actif

La figure 20.39 représente un **circuit régénérateur positif actif** (circuit fixateur positif actif). Il additionne une composante continue à un signal d'entrée ; la sortie possède la même amplitude et la même forme que l'entrée, sauf qu'elle est décalée en continu.

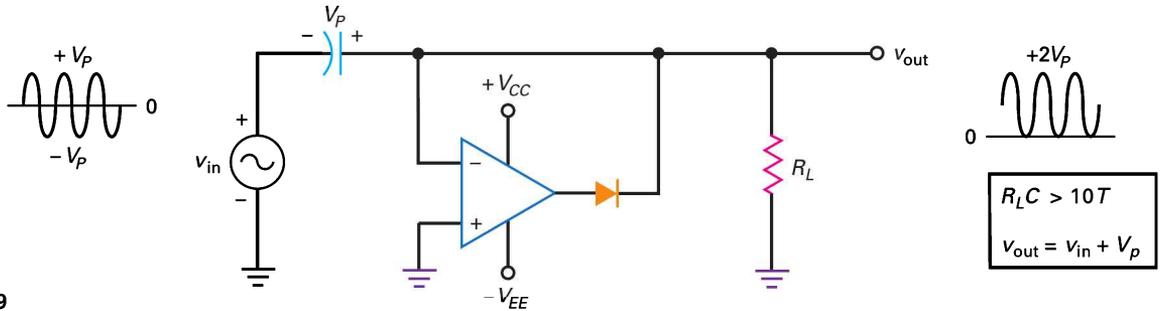


Figure 20.39 Régénérateur positif actif.

Voici le fonctionnement théorique : la première alternance négative est appliquée à travers le condensateur non chargé et elle donne à la sortie de l'ampli op une tension positive qui met la diode en conduction. À cause de la masse virtuelle, le condensateur se charge à la valeur crête de l'alternance négative selon les polarités indiquées sur la figure 20.39. Juste au-delà de la crête négative d'entrée, la diode se bloque, la boucle de réaction s'ouvre et la masse virtuelle disparaît. Dans ces conditions, la tension de sortie est la somme de la tension d'entrée et de la tension sur le condensateur :

$$v_{\text{out}} = v_{\text{in}} - V_p \quad (20.21)$$

V_p est ajoutée à la tension sinusoïdale de l'entrée, le signal de sortie est décalé positivement de V_p , comme le montre la figure 20.39. Le signal de sortie verrouillé évolue entre 0 et $+2V_p$, ce qui veut dire qu'il possède une valeur crête à crête $2V_p$, la même que celle du signal d'entrée. Encore une fois, la contre-réaction réduit la tension seuil d'un facteur de l'ordre de A_{VOL} , ce qui sous-entend que l'on peut faire d'excellents régénérateurs de niveau pour les entrées bas niveau.

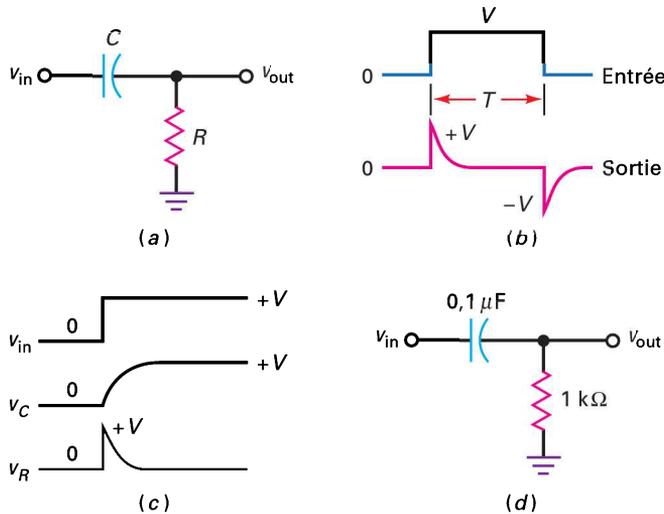
La figure 20.39 montre la sortie de l'ampli op. Durant la plus grande partie de la période, celui-ci est à la saturation négative. Juste à la crête négative de l'entrée, il produit une impulsion positive qui remplace toutes les charges perdues par le condensateur entre les deux crêtes négatives de l'entrée.

20.10 Les différentiateurs

Un **différentiateur** est un circuit qui réalise l'opération mathématique appelée *différentiation* ; sa tension de sortie est proportionnelle à la vitesse instantanée de la variation de la tension d'entrée. Ses applications classiques sont la détection des fronts avant et arrière d'une impulsion rectangulaire ou la production d'une sortie rectangulaire à partir d'une entrée triangulaire.

20.10.1 Différentiateur RC

Un circuit RC comme celui représenté par la figure 20.40a peut servir à différencier un signal d'entrée. Un signal typique est une impulsion rectangulaire, la sortie correspondante est une série de pics positifs et de pics négatifs (figure 20.40b). Le pic positif correspond au front avant du signal d'entrée, le pic négatif au front arrière. Ces pics sont très utiles car ils indiquent le départ et la fin de l'impulsion rectangulaire de l'entrée.



Pour comprendre le fonctionnement du différentiateur RC, observons la figure 20.40c. Lorsque la tension d'entrée passe de 0 à $+V$, le condensateur commence à se charger exponentiellement, et après cinq constantes de temps, la tension sur le condensateur est à moins de 1 % de la tension finale. Selon la loi des tensions de Kirchhoff, la tension sur la résistance vaut :

$$v_R = v_{in} + v_C$$

Puisque v_C est nulle au départ, la tension de sortie saute soudainement de 0 à V puis décroît exponentiellement (figure 20.40b). Le même raisonnement explique la formation du pic négatif au front arrière de l'impulsion rectangulaire. Accessoirement, chaque pic de la figure 20.40b présente une amplitude crête de l'ordre de V , la taille de l'échelon de tension.

Pour que le différentiateur RC donne des pics étroits, il faut que la constante de temps RC soit au moins dix fois plus petite que la largeur de l'impulsion T :

$$RC < 10 T$$

Pour une impulsion de largeur 1 ms, la constante de temps RC doit être inférieure à 0,1 ms. La figure 20.40d représente un différentiateur RC présentant une constante de temps 0,1 ms. Si vous appliquez à ce circuit des impulsions rectangulaires ayant une largeur T supérieure à 1 ms, le signal de sortie est une série de pics positifs et négatifs étroits.

20.10.2 Différentiateur à ampli op

La figure 20.41a représente un différentiateur à ampli op. Remarquons sa ressemblance avec l'intégrateur à ampli op, la résistance et le condensateur sont interchangés. La masse virtuelle fait passer le courant du condensateur à travers

Figure 20.40
(a) Différentiateur RC ;
(b) une impulsion rectangulaire à l'entrée donne des pics à la sortie ;
(c) signaux ;
(d) exemple.

la résistance de réaction, créant une tension à ses bornes. Le courant dans le condensateur est donné par la relation fondamentale :

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

La grandeur dv/dt est la pente de la tension d'entrée.

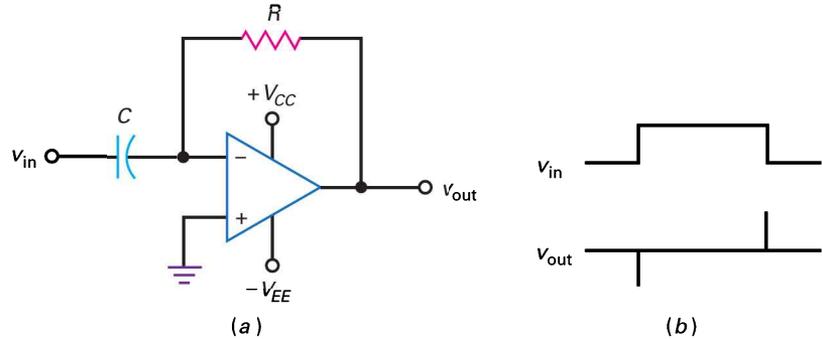


Figure 20.41
(a) Différentiateur à ampli op ;
(b) une entrée rectangulaire
donne des pics de sortie.

L'application classique du différentiateur à ampli op est la création de pics (pointes) très étroits (figure 20.41b). L'avantage de la présence d'un ampli op par rapport au circuit RC tout simple est que la source donnant les pics est à basse impédance, ce qui rend l'utilisation de résistances de charge classiques beaucoup plus facile.

20.10.3 Différentiateur à ampli op pratique

Le différentiateur à ampli op de la figure 20.41a a une tendance à osciller. Pour éviter ceci, en pratique, on met en série avec le condensateur une résistance, comme le montre la figure 20.42. La valeur classique de cette résistance supplémentaire se situe entre $0,01R$ et $0,1R$, et le gain en tension boucle fermée est compris entre 10 et 100. Ceci limite le gain en tension aux hautes fréquences là où les problèmes d'oscillations se posent.

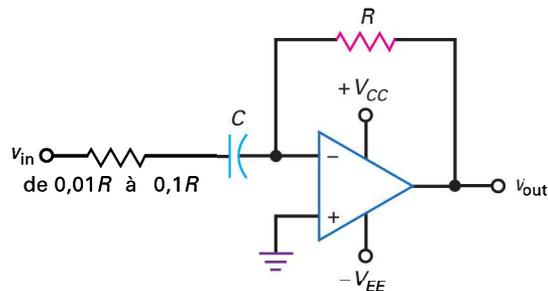


Figure 20.42
Résistance supplémentaire
à l'entrée pour prévenir
les oscillations.

20.11 L'amplificateur classe D

L'ampli classe B ou classe AB a été longtemps le choix préféré des concepteurs d'amplificateurs audio pour la capacité qu'il avait d'atteindre une bonne performance à un coût très raisonnable. Mais l'arrivée de téléviseurs LCD ou à plasma et des écrans plats de PC a conduit à concevoir des amplis ayant des puissances de sortie plus importantes sans pour autant augmenter leurs coûts. Parallèlement, le développement des assistants numériques (PDA), des téléphones mobiles, des

PC de poche, a exigé l'apparition de circuits plus efficaces. Les amplificateurs classe AB ont une efficacité maximale d'environ 78 % quand ils sont utilisés à leur niveau de puissance maximal. Mais, aux niveaux de puissance normalement considérés, l'efficacité chute radicalement. L'efficacité d'un amplificateur de classe A peut dépasser 90 % pour une gamme de puissances de sortie. C'est parce qu'ils sont plus efficaces et qu'ils dissipent moins que les amplis classe D concurrencent aujourd'hui fortement les amplis classe AB.

20.11.1 Les amplificateurs classe D discrets

Un **amplificateur de classe D** est un amplificateur dont les transistors de sortie sont utilisés comme des interrupteurs au lieu de travailler en mode linéaire. Cela signifie qu'ils sont en mode bloqué ou saturé. En mode bloqué le courant est nul, en mode saturé la chute de tension dans le transistor est très faible. Dans les deux cas, le composant ne dissipe que très peu d'énergie. On a ainsi une amélioration de l'efficacité des circuits, ce qui implique des alimentations moins puissantes et des dissipateurs thermiques plus petits.

La figure 20.43 illustre ce concept d'amplificateur classe D. L'ampli consiste en un ampli op pilotant deux MOSFET se conduisant comme des interrupteurs. Le comparateur a deux signaux d'entrée : l'un est le signal audio V_A , et l'autre est un signal triangulaire de haute fréquence V_T . La tension à la sortie du comparateur, V_C , sera approximativement égale soit à $+V_{CC}$, soit à $-V_{EE}$. Lorsque $V_A > V_T$, $V_C = +V_{CC}$; lorsque $V_A < V_T$, $V_C = -V_{EE}$.

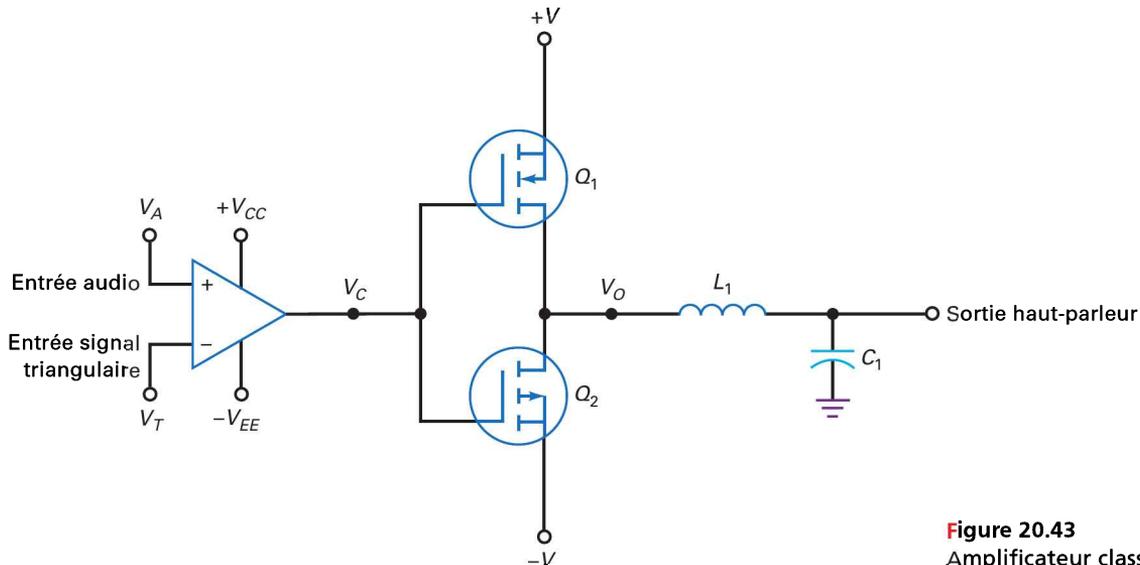


Figure 20.43
Amplificateur classe D.

La sortie du comparateur, positive ou négative, pilote deux MOSFET complémentaires en montage source commune travaillant en ON/OFF (saturé, bloqué). Lorsque V_C est négative, Q_2 est ON et Q_1 est OFF. La tension de sortie de chaque transistor sera légèrement inférieure aux valeurs d'alimentation $+V$ et $-V$. L_1 et C_1 agissent comme filtres passe-bas. La plupart des filtres LC pour les amplificateurs de classe D sont des réalisations passe bas de second ordre. Un filtre typique a une réponse de Butterworth avec une fréquence de coupure à 40-50 kHz. Lorsque leurs valeurs sont convenablement choisies, ce filtre permet de restituer la composante BF (audio) au haut-parleur. Si le signal audio V_A est nul, V_O est un signal carré de valeur moyenne zéro volt.

Pour illustrer le fonctionnement de ce circuit, examinons la figure 20.44. À 1 kHz, un signal sinusoïdal est appliqué à l'entrée V_A et un signal triangulaire 20 kHz à l'entrée V_T . En pratique, d'ailleurs, la fréquence du signal triangulaire est beaucoup plus élevée (on utilise souvent une fréquence de 250 ou 300 kHz). Cette fréquence doit être grande devant la fréquence de coupure, f_c , de L_1C_1 , pour avoir le minimum de distorsion. Notez également que le voltage maximum de V_A est de l'ordre de 70 % de celui de V_T .

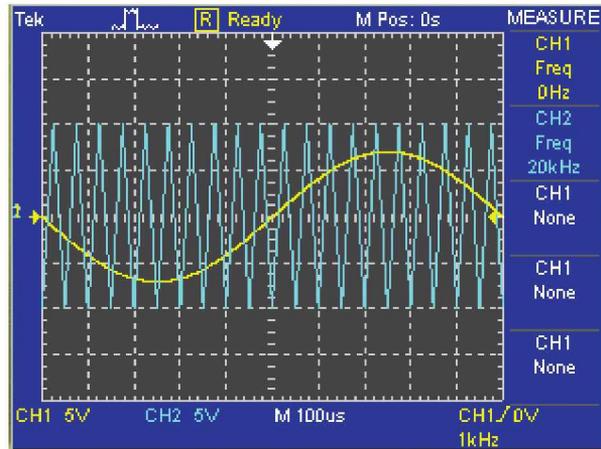


Figure 20.44
Signaux à l'entrée.

La sortie V_0 est un **signal modulé en largeur d'impulsion (PWM : Pulse Width-Modulated)** dont la valeur moyenne suit le signal audio. C'est ce qu'illustre la figure 20.45. Quand V_A est à son pic positif, la largeur de l'impulsion de sortie est à son maximum positif, produisant une sortie moyenne positive haute. Quand V_A est à son pic négatif, la largeur de l'impulsion de sortie est à son maximum négatif, produisant une sortie moyenne négative haute. Quand V_A est à zéro, la sortie est positive et négative de manière égale, produisant une valeur moyenne de zéro volt.

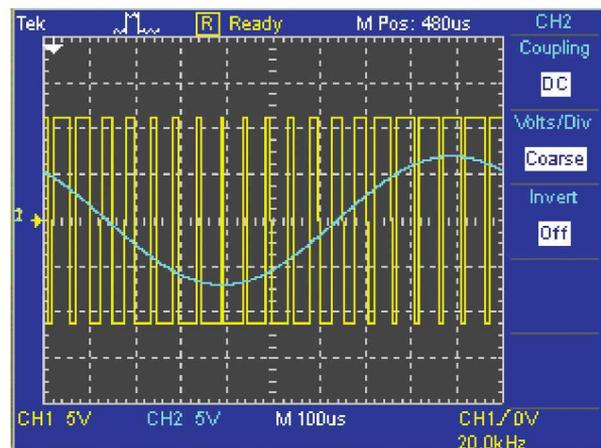


Figure 20.45
Signaux de sortie en réponse
à l'entrée.

La figure 20.46 présente un exemple d'amplificateur classe D utilisant une topologie de pont complet (pont en H). Cette topologie est aussi connue sous le nom de *charge connectée en pont* (BTL). Le pont total a besoin de deux demi-ponts pour fournir au filtre des impulsions de polarité opposée. Pour des tensions d'alimentation V_{DD} et V_{SS} données, cela signifie que le pont complet peut fournir deux fois le signal de sortie et quatre fois la puissance de sortie qu'une

configuration demi-pont. Alors que le demi-pont est plus simple et nécessite des circuits d'attaque de grille moins compliqués, le pont complet peut fournir de meilleures performances audio. La structure différentielle de sortie de la topologie du pont permet de supprimer les composantes de distorsion harmonique d'ordre pair et les décalages DC. Le pont complet a l'avantage supplémentaire de pouvoir fonctionner avec une seule tension d'alimentation (V_{DD}) sans nécessiter un gros condensateur de couplage.

Dans la topologie demi-pont, une partie de l'énergie de sortie est restituée de l'amplificateur à la tension d'alimentation durant la commutation. Cette énergie résulte d'abord de l'énergie emmagasinée dans la bobine du filtre passe-bas. Ceci produit des fluctuations de tension de bus et de la distorsion de sortie. Les transitions complémentaires sur les branches du pont complet peuvent consommer de l'énergie provenant de l'autre côté. Ceci réduit l'énergie restituée à la tension d'alimentation.

Pour chaque topologie, l'erreur de temps de commutation peut provoquer des non-linéarités du signal PWM. Pour éviter des effets transversaux (*shoot-through*), une petite quantité de « temps mort » doit être utilisée pour s'assurer que les deux FET de puissance sur une branche du pont en H ne sont pas passants en même temps. Si l'écart temporel est trop grand, cela peut provoquer une augmentation significative de la distorsion harmonique totale (THD) à la sortie. Les commutations à haute fréquence du circuit de sortie peuvent aussi créer des interférences électromagnétiques (EMI). Il est donc important que les câbles, les pistes de circuit et les fils de connexions soient aussi courts que possible.

Une variante de l'amplificateur classe D est appelée amplificateur classe D sans filtre. Cet amplificateur utilise un type de technique de modulation différent de celle précédemment discutée. Dans cet amplificateur, quand le signal d'entrée est positif, la sortie est un train d'impulsions PWM qui commutent entre zéro volt et $+V_{DD}$. Quand le signal d'entrée est négatif, le train d'impulsions modulées en sortie commute entre zéro volt et $-V_{SS}$. Quand le signal d'entrée est zéro, la sortie est zéro au lieu de signaux carrés symétriques. Ceci élimine le besoin d'un filtre passe-bas connecté au haut-parleur.

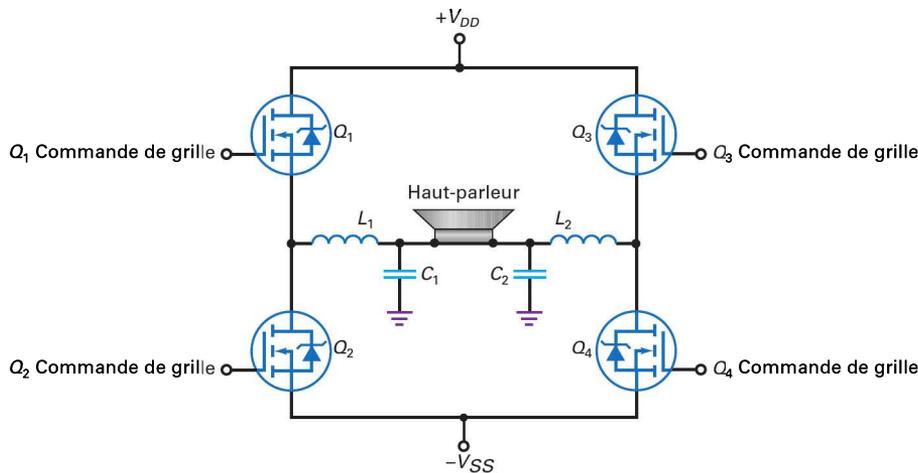


Figure 20.46
Amplificateur classe D
utilisant une topologie
de pont complet (pont en H)

20.11.2 Les CI amplificateurs classe D

Pour les amplificateurs classe D faible puissance, inclure tous les circuits nécessaires dans un circuit intégré présente beaucoup d'avantages. Le LM48511 est un exemple de CI amplificateur classe D qui combine un convertisseur élévateur (*boost*) à commutation de courant avec un amplificateur audio classe D très efficace. L'amplificateur classe D peut fournir 3 W de puissance continue dans un haut-parleur 8 Ω et utilise une architecture PWD faible bruit qui élimine le besoin d'un filtre *LC* passe bas en sortie. Le LM48511 est conçu pour les composants portables, comme les GPS, les téléphones portables et les lecteurs MP3. Son taux d'efficacité de 80 % à 5 V lui permet d'étendre la durée de vie de la batterie par rapport aux amplificateurs de classe AB. Comment fonctionne ce CI ?

La figure 20.47 présente un schéma bloc simplifié du LM48511 utilisé dans un circuit amplificateur audio. Plusieurs blocs fonctionnels internes sont présentés à l'intérieur du CI. En plus des connexions spéciales de contrôle des signaux d'entrée, ces blocs ont besoin pour fonctionner d'une tension d'alimentation externe V_{DD} , de +3,0 V à 5,5 V, et d'un nombre réduit de composants externes.

La partie supérieure du LM48511 constitue le régulateur de tension de commutation. Ce type de régulateur est appelé un *convertisseur élévateur* parce qu'il est capable d'élever le niveau de la tension d'alimentation V_{DD} appliquée. Les détails des régulateurs à découpage seront expliqués dans un chapitre ultérieur, mais regardons le principe de fonctionnement.

Le régulateur élévateur de tension à découpage se compose d'un oscillateur interne, d'un modulateur et d'un FET, ainsi que des composants externes L_1 , D_1 , C_2 et d'un réseau diviseur de tension R_1 à R_3 . Le bloc oscillateur du haut pilote le module à une fréquence de 1 MHz. Le modulateur pilote ensuite le FET de commutation interne avec une forme d'ondes 1 MHz à rapport cyclique variable. Un signal *FB* de contre-réaction permet de modifier le rapport cyclique selon la valeur, plus ou moins grande, de tension de sortie nécessaire. Quand le FET est passant, le courant circule à travers L_1 et stocke de l'énergie dans son champ magnétique. Quand le FET se bloque, le champ magnétique autour de L_2 disparaît, induisant une tension à travers L_1 . Cette tension s'ajoute à la tension d'entrée V_{DD} . La capacité C_2 se charge à travers la diode Schottky D_1 jusqu'à une valeur de $(V_{DD} + V_L) + V_{diode}$. Selon que l'on utilise R_1 ou R_2 comme résistance de contre-réaction, la tension surélevée sera filtrée par C_2 et connectée aux points d'entrée de tension V_1 et PV_1 . Quand $V_{DD} = 5$ V, la tension de sortie surélevée est environ 7,8 V. Pour économiser la batterie, le circuit élévateur peut être désactivé par un signal de commande du modulateur. Cette situation interviendrait quand seulement un petit niveau de puissance de sortie est nécessaire ; dans ce cas, la tension surélevée n'est pas nécessaire. À cause de la fréquence de commutation élevée, il est recommandé d'utiliser des condensateurs céramique multicouche avec une résistance série équivalente (ESR) faible dans le convertisseur et que C_2 soit un condensateur tantale unique à faible ESR.

Comme montré dans la figure 20.47, la partie basse du LM48511 est un amplificateur classe D. Ce CI utilise un amplificateur totalement différentiel sur l'entrée et la sortie. Ceci produit un taux de rejection en mode commun (CMRR) typique de 73 dB. Le gain de l'amplificateur différentiel est déterminé par quatre résistances externes. Elles comprennent les résistances d'entrée, R_5 et R_7 , et les résistances de contre-réaction R_6 et R_8 . Le gain de tension de ce CI est donné par :

$$A_v = 2x \frac{R_f}{R_{in}}$$

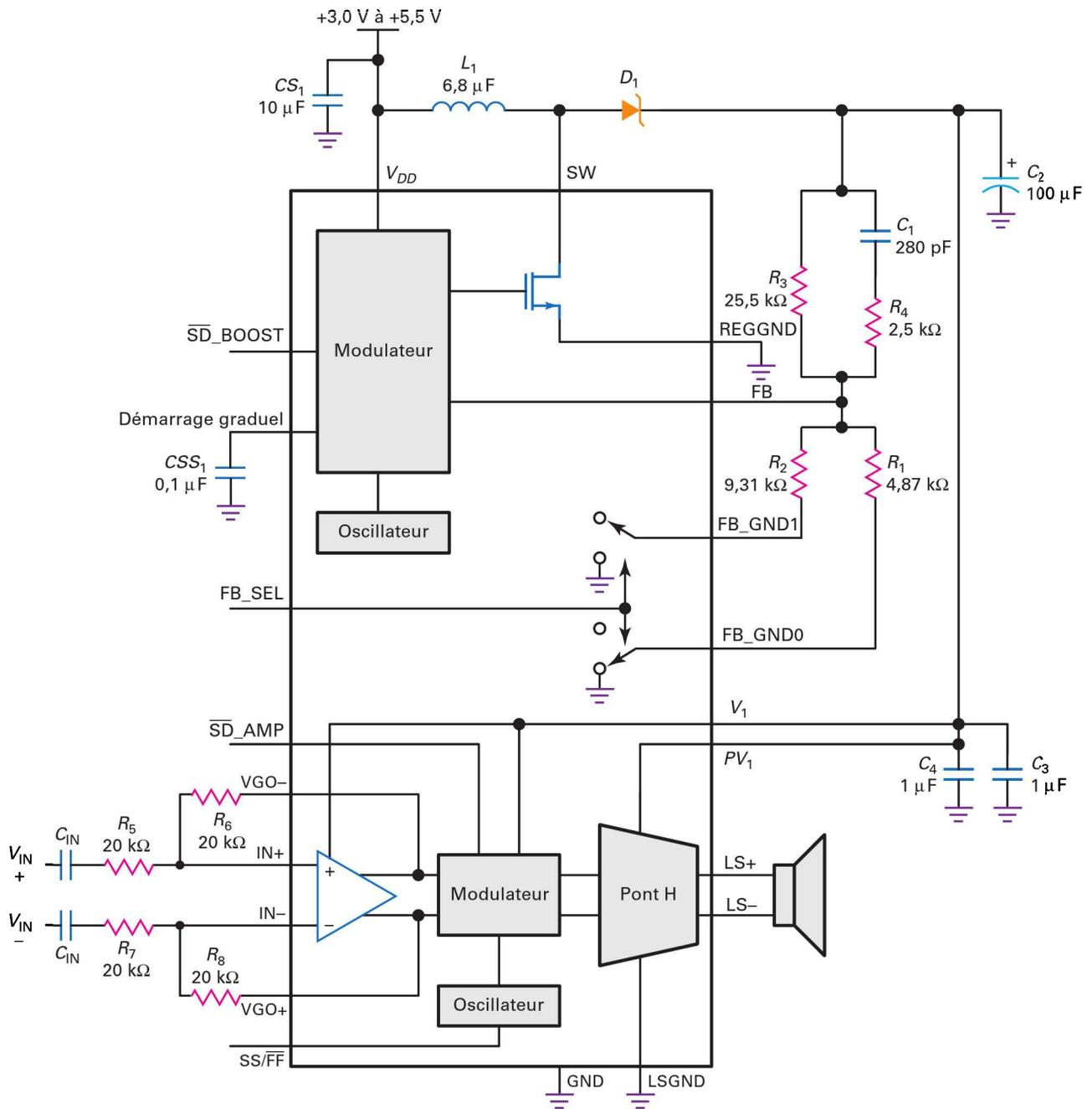


Figure 20.47
Schéma bloc simplifié
du LM48511 utilisé
dans un circuit
amplificateur audio

Pour diminuer la distorsion harmonique totale de l'amplificateur et augmenter le taux de réjection en mode commun, il faut utiliser des résistances avec des valeurs appariées avec une précision de 1 % ou mieux. Pour augmenter la réjection de bruit de l'amplificateur, ces résistances doivent également être placées aussi près que possible des connexions d'entrée du CI. Si nécessaire, les deux capacités d'entrée C_{in} sont utilisées pour bloquer la composante DC de la source d'entrée audio.

La sortie de l'amplificateur différentiel pilote le bloc modulateur inférieur. Le LM48511 utilise deux schémas de modulation de largeur d'impulsion : un mode

fréquence fixe (FF) et un mode *étalement de spectre* (SS). Ce mode est positionné par la ligne de contrôle SS/FF qui est connectée à un oscillateur interne. Quand cette ligne de contrôle est mise à la masse, la sortie du modulateur commute à une fréquence constante de 300 kHz. Le spectre de sortie de l'amplificateur est constitué alors de la fréquence fondamentale de 300 kHz et des harmoniques associées.

Quand la ligne de contrôle SS/\overline{FF} est connectée à $+V_{DD}$, le modulateur fonctionne en mode étalement de spectre. La fréquence de commutation du modulateur variera aléatoirement de 10 % autour d'une fréquence centrale de 330 kHz. Une modulation de fréquence fixe produit une énergie spectrale à la fréquence fondamentale et aux harmoniques multiples de la fréquence de commutation. La modulation par étalement de spectre étale l'énergie sur une bande passante plus grande sans affecter la reproduction audio. Ce mode élimine fondamentalement le besoin de filtres de sortie.

La sortie du modulateur pilote les dispositifs de commutation de puissance du pont en H interne (pont complet). Dans le fonctionnement en mode fréquence fixe, les sorties évoluent de PVI (tension d'entrée régulée) à la masse à la fréquence de 300 kHz. Quand le signal d'entrée est zéro, les sorties V_{LS+} et V_{LS-} évoluent avec un rapport cyclique 50 % en phase, ce qui annule les deux sorties. Il n'y a ni tension effective à travers le haut-parleur, ni courant de charge. Quand le niveau du signal d'entrée appliqué augmente, le rapport cyclique de V_{LS+} augmente et le rapport cyclique de V_{LS-} diminue. Quand le niveau du signal d'entrée appliqué diminue, le rapport cyclique de V_{LS+} diminue et le rapport cyclique de V_{LS-} augmente. Les différences entre les valeurs de rapport cyclique sur chaque sortie déterminent la quantité de courant et sa direction à travers le haut-parleur.

Réviser

Résumé

20.1 Les comparateurs à zéro

Un comparateur avec une tension de référence zéro s'appelle détecteur de passage par zéro. On utilise très souvent des diodes de limitation pour le protéger contre des tensions d'entrée trop importantes. Les comparateurs sont souvent associés à des circuits numériques.

20.2 Les comparateurs à valeur non nulle

Pour certaines applications, on préfère une tension de seuil différente de zéro. Les comparateurs à une tension non nulle sont parfois nommés détecteurs de limite. Bien que les amplis op conviennent pour une utilisation en comparateur, on réalise des comparateurs intégrés optimisés pour cette application en enlevant le condensateur interne de compensation. Cela augmente la vitesse de basculement.

20.3 Les comparateurs à hystérésis

Le bruit est constitué de toutes sortes de signaux indésirables et non reliés au signal d'entrée. La réaction positive crée une hystérésis qui élimine les fausses transitions engendrées par le bruit sur le signal. La réaction positive augmente aussi la vitesse de basculement entre les niveaux de la sortie.

20.4 Les comparateurs à fenêtre

Un comparateur à fenêtre, aussi appelé détecteur entre deux seuils, repère quand la tension d'entrée se situe entre deux limites. Pour cela, le comparateur à fenêtre utilise deux comparateurs avec deux points de déclenchement différents.

20.5 L'intégrateur

Un intégrateur sert à convertir les impulsions rectangulaires en rampes linéaires. La forte capacité de Miller à l'entrée permet de n'utiliser que le départ de la

charge exponentielle. Puisque cette partie de la charge est linéaire, les rampes de sortie sont presque parfaites. Les intégrateurs servent à réaliser les bases de temps des oscilloscopes.

20.6 Conversion de la forme des signaux

Pour convertir un signal sinusoïdal en signal rectangulaire, on utilise une bascule de Schmitt. Pour obtenir un signal triangulaire à partir d'un signal rectangulaire, on prend un intégrateur. Le réglage du coefficient de remplissage s'effectue grâce à la résistance variable d'un détecteur de limite.

20.7 Génération de signaux

Grâce à la réaction positive, on réalise des oscillateurs, circuits capables de produire ou de créer un signal de sortie sans signal extérieur sur l'entrée. L'oscillateur à relaxation emploie la charge d'un condensateur pour créer le signal de sortie. La mise en cascade d'un oscillateur à relaxation et d'un intégrateur donne un signal triangulaire.

20.8 Autre générateur de signal triangulaire

On utilise la sortie d'une bascule de Schmitt non inverseuse pour commander un intégrateur. Si la sortie de l'intégrateur est reliée à l'entrée de la bascule, on obtient un oscillateur qui produit à la fois un signal rectangulaire et un signal triangulaire.

20.9 Circuits actifs à diodes

Les amplis op permettent de réaliser des redresseurs simple alternance, des détecteurs de crête, des limiteurs et des régénérateurs de niveau actifs. Dans tous les cas, la tension de seuil boucle fermée est égale à la tension de seuil de la diode divisée par le gain en tension boucle ouverte de l'ampli op. Cela permet de travailler avec des signaux de très faibles niveaux.

20.10 Les différentiateurs

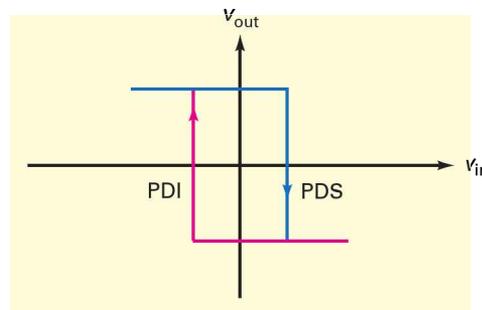
Lorsqu'un signal rectangulaire est appliqué à l'entrée d'un différentiateur RC , la sortie est une série de pics de tension très étroits négatifs et positifs. Avec un ampli op, on améliore la différentiation et on obtient une faible impédance de sortie.

20.11 Amplificateur classe D

L'amplificateur classe D utilise les transistors de sortie comme des interrupteurs. Au lieu de fonctionner en mode linéaire, ceux-ci travaillent en mode bloqué ou saturé. L'ampli classe D, qui permet d'atteindre des rendements très élevés, devient de plus en plus important avec le développement des objets portables qui nécessitent une amplification audio.

Définitions

(20.8) Hystérésis :

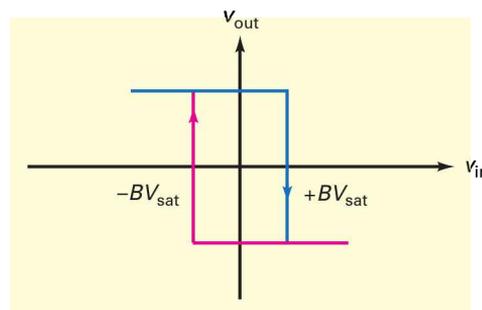


$$H = PDS - PDI$$

Relations

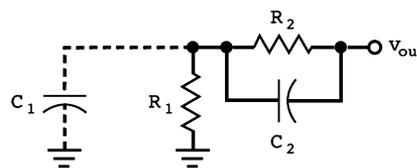
Pour toutes les formules non reprises ici, reportez-vous aux figures appropriées du chapitre.

(20.9) Hystérésis :



$$H = 2BV_{sat}$$

(20.12) Condensateur accélérateur :



$$C_2 = \frac{R_1}{R_2} C_1$$

S'entraîner

Auto-évaluation

1. Dans un circuit non linéaire à ampli op :
 - a) l'ampli op ne sature jamais
 - b) la boucle de réaction n'est jamais ouverte
 - c) la forme du signal de sortie est la même que celle du signal d'entrée
 - d) l'ampli op peut saturer
2. Pour détecter si l'entrée est supérieure à une certaine valeur, on utilise :
 - a) un comparateur
 - b) un régénérateur de niveau
 - c) un limiteur
 - d) un oscillateur à relaxation
3. La tension de sortie d'une bascule de Schmitt est :
 - a) une faible tension
 - b) une forte tension
 - c) soit une faible soit une forte tension
 - d) une sinusoïde
4. L'hystérésis élimine les commutations parasites provoquées par :
 - a) une entrée sinusoïdale
 - b) des tensions de bruit
 - c) des capacités parasites
 - d) des points de déclenchement
5. Si l'entrée est une impulsion rectangulaire, la sortie d'un intégrateur est :
 - a) une sinusoïde
 - b) un signal rectangulaire
 - c) une rampe
 - d) une impulsion rectangulaire
6. Lorsqu'un fort signal sinusoïdal commande une bascule de Schmitt, la sortie est :
 - a) un signal rectangulaire
 - b) un signal triangulaire
 - c) une sinusoïde redressée
 - d) des séries de rampes
7. Si la largeur décroît et si la période reste la même, le coefficient de remplissage de l'impulsion :
 - a) diminue
 - b) reste le même
 - c) augmente
 - d) est nul
8. La sortie d'un oscillateur à relaxation est :
 - a) une sinusoïde
 - b) un signal rectangulaire
 - c) une rampe
 - d) un pic
9. Si $A_{VOL} = 100\,000$, la tension de seuil boucle fermée d'une diode au silicium vaut :
 - a) $1\ \mu\text{V}$
 - b) $3,5\ \mu\text{V}$
 - c) $7\ \mu\text{V}$
 - d) $14\ \mu\text{V}$
10. L'entrée sur un détecteur de crête est un signal triangulaire d'amplitude crête à crête 8 V et de valeur moyenne nulle. La sortie vaut :
 - a) 0
 - b) 4 V
 - c) 8 V
 - d) 16 V
11. L'entrée sur un limiteur positif est un signal triangulaire avec une amplitude crête à crête 8 V et une valeur moyenne nulle. Si le niveau de référence est 2 V, la sortie possède une amplitude crête à crête :
 - a) 0
 - b) 2 V
 - c) 6 V
 - d) 8 V
12. La constante de temps de la décharge d'un détecteur de crête est 100 ms. La fréquence la plus basse utilisable est :
 - a) 10 Hz
 - b) 100 Hz
 - c) 1 kHz
 - d) 10 kHz
13. Un comparateur avec un point de déclenchement nul est parfois appelé :
 - a) détecteur de seuil
 - b) détecteur de passage par zéro
 - c) détecteur de limite positive
 - d) détecteur simple alternance
14. Pour fonctionner correctement, beaucoup de comparateurs intégrés ont besoin :
 - a) d'un condensateur de compensation
 - b) d'une résistance de rappel
 - c) d'un circuit de découplage
 - d) d'un étage de sortie
15. La bascule de Schmitt utilise :
 - a) la réaction positive
 - b) la réaction négative
 - c) des condensateurs de compensation
 - d) des résistances de rappel
16. Une bascule de Schmitt :
 - a) est un détecteur de passage par zéro
 - b) possède deux points de déclenchement
 - c) donne un signal de sortie triangulaire
 - d) est conçue pour éliminer les déclenchements dus à la tension de bruit
17. Un oscillateur à relaxation fonctionne à partir de la charge d'un condensateur à travers :
 - a) une résistance
 - b) une inductance
 - c) un condensateur
 - d) une entrée non inverseuse
18. Une rampe de tension :
 - a) augmente constamment
 - b) est une impulsion rectangulaire
 - c) augmente ou diminue linéairement
 - d) est produite par hystérésis

19. L'intégrateur à ampli op utilise :
- a) des inductances
 - b) l'effet Miller
 - c) des entrées sinusoïdales
 - d) l'hystérésis
20. Le point de déclenchement d'un comparateur est la tension qui :
- a) fait osciller le circuit
 - b) détecte la crête du signal d'entrée
 - c) fait basculer la sortie
 - d) déclenche l'écrêtage
21. Dans un intégrateur à ampli op, le courant dans la résistance d'entrée traverse :
- a) l'entrée inverseuse
 - b) l'entrée non inverseuse
 - c) le condensateur de découplage
 - d) le condensateur de réaction
22. Un redresseur simple alternance actif a une tension de seuil :
- a) V_{seuil}
 - b) 0,7 V
 - c) plus de 0,7 V
 - d) beaucoup moins de 0,7 V
23. Dans un détecteur de crête actif, la constante de temps de la décharge est :
- a) beaucoup plus longue que la période
 - b) beaucoup plus courte que la période
 - c) égale à la période
 - d) identique à la constante de temps de la charge
24. Si la tension de référence est nulle, la sortie d'un limiteur positif actif est :
- a) positive
 - b) négative
 - c) soit positive soit négative
 - d) une rampe
25. La sortie d'un régénérateur positif actif est :
- a) positive
 - b) négative
 - c) soit positive soit négative
 - d) une rampe
26. Un régénérateur positif additionne :
- a) une tension DC positive à la tension d'entrée
 - b) une tension DC négative à la tension d'entrée
 - c) un signal AC à la tension de sortie
 - d) un point de déclenchement
27. Un comparateur à fenêtre :
- a) a un seul seuil utilisable
 - b) utilise l'hystérésis pour accélérer la réponse
 - c) écrête positivement l'entrée
 - d) détecte une tension d'entrée entre deux limites
28. Un différentiateur RC produit une tension de sortie liée à la variation à l'entrée :
- a) du courant
 - b) de la tension
 - c) de la résistance
 - d) de la fréquence
29. Un différentiateur à ampli op est utilisé pour produire :
- a) des signaux carrés
 - b) des signaux sinusoïdaux
 - c) des pics très étroits
 - d) des niveaux DC
30. Les amplis classe D ont un rendement élevé parce que :
- a) les transistors de sortie sont soit en mode bloqué soit en mode saturé
 - b) ils n'exigent pas de source de tension DC
 - c) ils ont des étages RF accordés
 - d) ils ont un angle de conduction de 360°

Exercices

20.1 Les comparateurs à zéro

- 20.1 Sur la figure 20.1a, le comparateur possède un gain boucle ouverte 106 dB. Quelle est la tension d'entrée qui donne la saturation positive avec une alimentation en ± 20 V ?
- 20.2 Si la tension d'entrée sur la figure 20.2a est 50 V, quelle est la valeur approximative du courant dans la diode de limitation de gauche avec $R = 10$ k Ω ?
- 20.3 D'après la figure 20.7a, chaque diode Zener est une IN4736A. Si l'alimentation est ± 15 V, quelle est la tension de sortie ?
- 20.4 L'alimentation double de la figure 20.7b passe à ± 12 V et la diode est inversée, que devient la tension de sortie ?
- 20.5 Si la diode de la figure 20.9 est inversée et l'alimentation devient ± 9 V, quelle est la sortie quand la validation est haute ? Quand elle est basse ?

20.2 Les comparateurs à valeur non nulle

- 20.6 Dans la figure 20.11a, l'alimentation double vaut ± 15 V. Si $R_1 = 47$ k Ω et $R_2 = 12$ k Ω , que vaut la tension de référence ? Si le condensateur de découplage vaut 0,5 μ F, quelle est la valeur de la fréquence de coupure ?
- 20.7 Dans la figure 20.11c, l'alimentation double vaut ± 12 V. Si $R_1 = 15$ k Ω et $R_2 = 7,5$ k Ω , que vaut la tension de référence ? Si le condensateur de découplage vaut 1,0 μ F, quelle est la valeur de la fréquence de coupure ?
- 20.8 Dans la figure 20.12, $V_{CC} = 9$ V, $R_1 = 22$ k Ω et $R_2 = 4,7$ k Ω . Que vaut le coefficient de remplissage de la sortie si l'entrée est une sinusoïde d'amplitude crête 7,5 V ?
- 20.9 Dans la figure 20.48, que vaut le coefficient de remplissage de la sortie si l'entrée est une sinusoïde d'amplitude crête 5 V ?

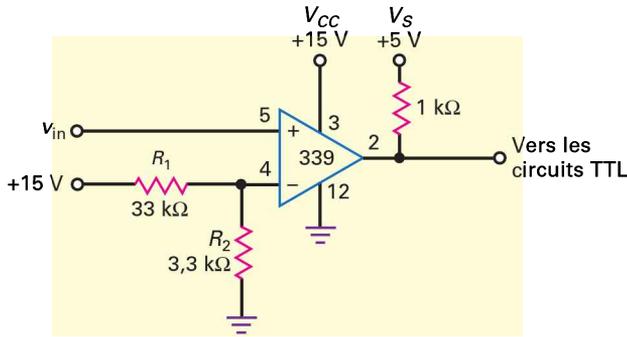


Figure 20.48

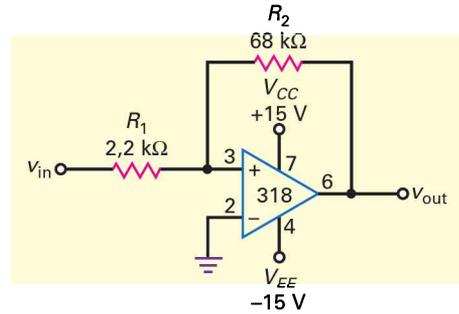


Figure 20.50

20.3 Les comparateurs à hystérésis

- 20.10** Dans la figure 20.18a, $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 18 \text{ k}\Omega$. Si $V_{\text{sat}} = 14 \text{ V}$, quels sont les points de déclenchement ? Que vaut l'hystérésis ?
- 20.11** Si $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ et $V_{\text{sat}} = 15 \text{ V}$, quelle est la valeur crête à crête maximale du bruit que le circuit de la figure 20.19a peut supporter sans déclenchements aléatoires ?
- 20.12** La bascule de Schmitt de la figure 20.20 possède $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 18 \text{ k}\Omega$. Si la capacité parasite sur R_1 est 3 pF , quelle doit être la valeur du condensateur accélérateur ?
- 20.13** Si $V_{\text{sat}} = 13,5 \text{ V}$ sur la figure 20.49, quels sont les points de déclenchement et l'hystérésis ?

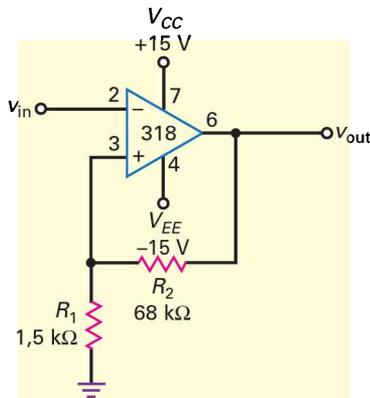


Figure 20.49

- 20.14** Quels sont les points de déclenchement et l'hystérésis si $V_{\text{sat}} = 14 \text{ V}$ dans la figure 20.50 ?

20.4 Les comparateurs à fenêtre

- 20.15** Dans la figure 20.22a, Le PDI et le PDS sont mis à $+3,5 \text{ V}$ et $+4,75 \text{ V}$. Si $V_{\text{sat}} = 12 \text{ V}$ et si l'entrée est une sinusoïde de valeur crête 10 V , quel est le signal de sortie ?
- 20.16** Dans la figure 20.23a, la résistance $2R$ devient $4R$ et la résistance $3R$ devient $6R$. Quelles sont les nouvelles tensions de référence ?

20.5 L'intégrateur

- 20.17** Que vaut le courant de charge du condensateur de la figure 20.51 quand l'impulsion d'entrée est au niveau haut ?
- 20.18** Dans la figure 20.51, la tension de sortie est remise à zéro juste avant l'arrivée de l'impulsion. Que vaut la tension de sortie à la fin de l'impulsion ?
- 20.19** Dans la figure 20.51, la tension d'entrée passe de 5 V à $0,1 \text{ V}$, la capacité du condensateur prend successivement les valeurs suivantes : $0,1 \mu\text{F}$; $1 \mu\text{F}$; $10 \mu\text{F}$; $100 \mu\text{F}$. Une remise à zéro est faite au début de l'impulsion. Que vaut la tension de sortie à la fin de l'impulsion pour chaque valeur de la capacité ?

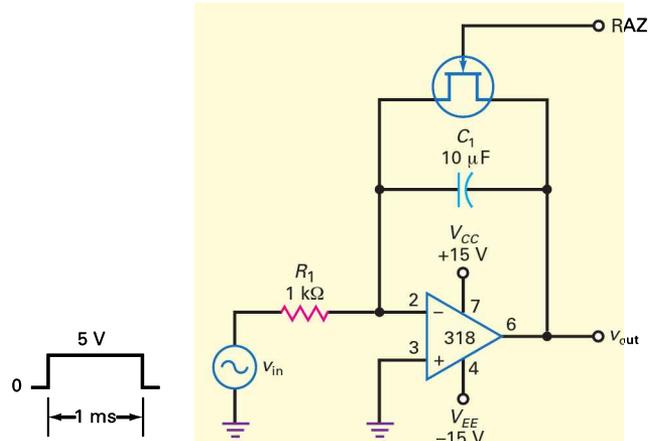


Figure 20.51

20.6 Conversion de la forme des signaux

- 20.20 Quelle est la tension de sortie dans la figure 20.52 ?
- 20.21 Si la capacité dans la figure 20.52 passe à $0,068 \mu\text{F}$, que vaut la tension de sortie ?
- 20.22 Dans la figure 20.52, que devient la tension de sortie si la fréquence passe à 5 kHz ? À 20 kHz ?

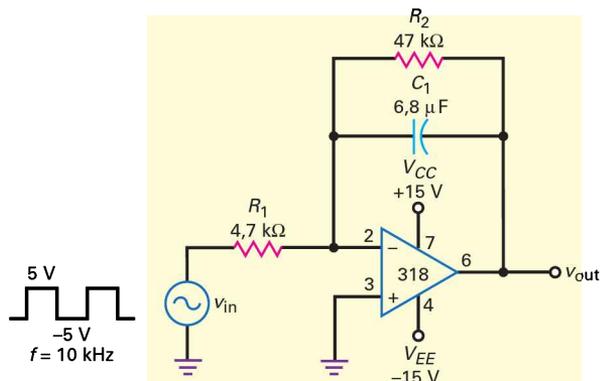


Figure 20.52

- 20.23 **III Multisim** Que vaut le coefficient de remplissage dans la figure 20.53 quand le curseur est au sommet ? quand le curseur est en bas ?
- 20.24 **III Multisim** Que vaut le coefficient de remplissage dans la figure 20.53 quand le curseur est au quart de sa course à partir du sommet ?

20.7 Génération de signaux

- 20.25 **III Multisim** Quelle est la fréquence du signal de sortie dans la figure 20.54 ?

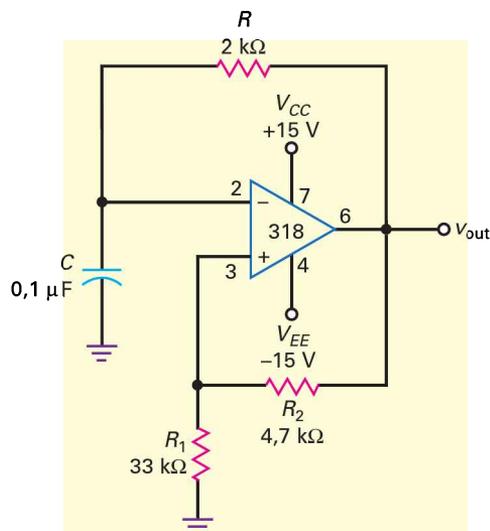


Figure 20.54

- 20.26 **III Multisim** Si toutes les résistances sont doublées dans la figure 20.54, que devient la valeur de la fréquence ?
- 20.27 La capacité de la figure 20.54 passe à $0,47 \mu\text{F}$. Quelle est la nouvelle fréquence ?

20.8 Autre générateur de signal triangulaire

- 20.28 Dans la figure 20.35a, $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$. Si $V_{\text{sat}} = 12 \text{ V}$, que valent les points de déclenchement de la bascule de Schmitt ? Que vaut l'hystérésis ?
- 20.29 Dans la figure 20.35a, $R_3 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 22 \text{ k}\Omega$ et $C = 4,7 \mu\text{F}$. Si la valeur crête à crête du signal rectangulaire à la sortie de la bascule de Schmitt est 28 V et la fréquence 5 kHz , quelle est la valeur crête à crête du signal triangulaire du générateur ?

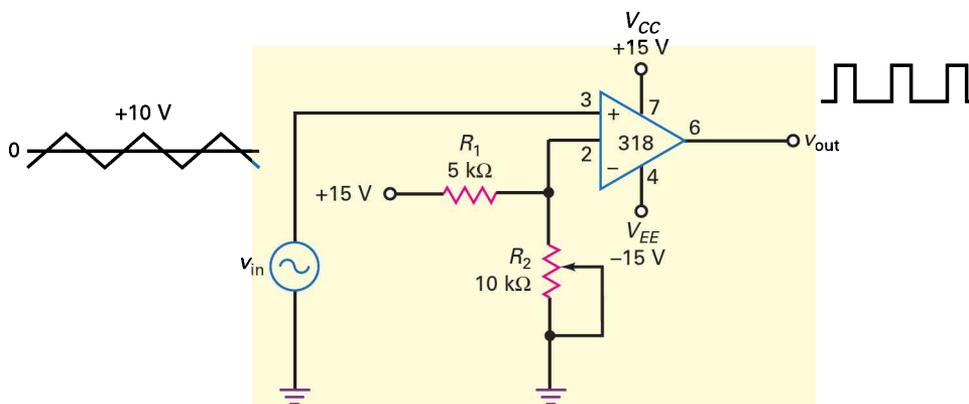


Figure 20.53

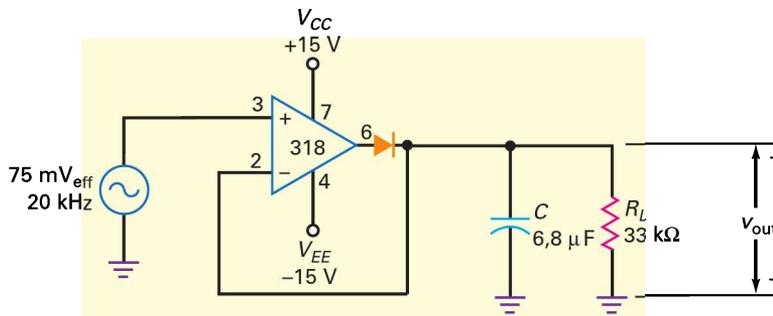


Figure 20.55

20.9 Circuits actifs à diodes

- 20.30** Dans la figure 20.36, la sinusoïde d'entrée possède une amplitude crête de 100 mV. Que vaut la tension de sortie ?
- 20.31** Quelle est la tension de sortie dans la figure 20.55 ?
- 20.32** Quelle est la fréquence la plus basse recommandée dans la figure 20.55 ?
- 20.33** On suppose que la diode de la figure 20.55 est inversée, quelle est la tension de sortie ?
- 20.34** La tension d'entrée de la figure 20.55 passe de 75 mV_{eff} à 150 mV_{eff}. Quelle est la tension de sortie ?
- 20.35** Si la tension crête à l'entrée est 100 mV dans la figure 20.39, quelle est la tension de sortie ?
- 20.36** Un régénérateur de niveau positif identique à celui représenté sur la figure 20.39 a $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 4,7 \text{ }\mu\text{F}$. Quelle est la fréquence la plus basse recommandée ?

20.10 Les différentiateurs

- 20.37** Dans la figure 20.40, la tension d'entrée est un signal rectangulaire de fréquence 10 kHz. Combien de pics positifs et négatifs va donner le différentiateur pendant 1 s ?
- 20.38** Dans la figure 20.41, la tension d'entrée est un signal rectangulaire de fréquence 1 kHz. Quel est l'intervalle de temps entre le pic négatif et le pic positif à la sortie ?

Approfondissement

- 20.39** Proposez une ou plusieurs modifications de la figure 20.48 pour obtenir une tension de référence égale à 1 V.
- 20.40** Dans la figure 20.48, la capacité parasite à la sortie est 50 pF. Quel est le temps de montée du signal de sortie quand il passe du niveau bas au niveau haut ?
- 20.41** Un condensateur de découplage 47 μF est placé sur la résistance 3,3 k Ω de la figure 20.48. Quelle est la fréquence de coupure du circuit de découplage ? Si l'ondulation de l'alimentation est 1 V_{eff}, quelle est la valeur approximative de l'ondulation sur l'entrée inverseuse ?
- 20.42** Dans la figure 20.14a, que vaut le courant moyen dans la résistance 1 k Ω si l'entrée est une sinusoïde d'amplitude crête 5 V ? On suppose $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 3,3 \text{ k}\Omega$.
- 20.43** Dans la figure 20.49, les résistances ont une tolérance de $\pm 5 \%$. Que vaut l'hystérésis minimale ?
- 20.44** Dans la figure 20.23a, les PDI et PDS deviennent +3,5 V et +4,75 V. Si $V_{\text{sat}} = 12 \text{ V}$ et si la sinusoïde d'entrée possède une valeur crête 10 V, que vaut le coefficient de remplissage du signal de sortie ?
- 20.45** Dans la figure 20.51, on désire produire à la sortie une rampe de tension qui va de 0 à 10 V dans des temps de 0,1 ms ; 1 ms ; 10 ms. Quelles modifications dans le montage allez-vous effectuer ? (Plusieurs bonnes réponses sont possibles.)
- 20.46** Dans la figure 20.54, on veut une fréquence du signal de sortie 20 kHz. Proposez les changements à effectuer.
- 20.47** La tension de bruit à l'entrée dans la figure 20.50 peut atteindre 1 V_{pp}. Si R_2 passe à 82 k Ω , proposez une ou plusieurs modifications pour protéger le circuit contre la tension de bruit.
- 20.48** La compagnie XYZ fabrique industriellement des oscillateurs à relaxation. La tension de sortie doit être au moins 10 V_{pp}. Proposez des méthodes pour vérifier que la sortie de chaque pièce donne au moins 10 V_{pp}. (Il existe de nombreuses bonnes réponses. Voyez combien vous allez en trouver. On peut utiliser des composants et des montages vus dans ce chapitre et dans les chapitres précédents.)
- 20.49** Comment allez-vous construire un montage qui allume la lumière quand il fait noir et l'éteint quand il fait clair ? (Utilisez ce chapitre et les précédents pour trouver autant de solutions que vous pouvez.)

20.50 Vous avez des équipements électroniques qui fonctionnent mal quand la tension du secteur est trop faible. Proposez une ou plusieurs réalisations d'une alarme sonore quand la tension secteur est inférieure à $105 V_{eff}$.

20.51 Les ondes radar voyagent à $297\ 000\ km/s$. Un émetteur terrestre envoie une onde radar sur la Lune et l'écho revient sur Terre. Sur la figure 20.51, la $1\ k\Omega$ est remplacée par une $1\ M\Omega$. L'impulsion rectangulaire démarre à l'instant où l'onde part vers la Lune et se termine à l'instant où l'écho revient sur la Terre. La rampe a diminué de 0 à $-1,23\ V$, quelle est la distance de la Terre à la Lune ?

Grille de dépannage

Utilisez la figure 20.56 pour les exercices qui suivent. Chaque test de A à E donne un oscillogramme. À partir de vos connaissances sur les circuits et les signaux, vous devez localiser le bloc le plus suspect pour les tests à venir.

Entraînez-vous avec le fonctionnement normal en utilisant les tests OK. Quand vous êtes prêts, faites les exercices suivants.

20.52 Trouvez d'où proviennent les pannes 1 et 2.

20.53 Trouvez d'où proviennent les pannes 3 à 5.

20.54 Trouvez d'où proviennent les pannes 6 et 7.

20.55 Trouvez d'où proviennent les pannes 8 à 10.



Dépannage

Panne	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E
OK	K	I	H	J	L
T1	K	N	M	S	P
T2	K	I	H	J	O
T3	M	M	M	S	P
T4	R	I	M	S	P
T5	K	M	M	S	P
T6	K	I	H	S	P
T7	K	I	H	J	J
T8	K	I	Q	S	P
T9	R	I	H	J	S
T10	K	I	H	M	M

Signaux

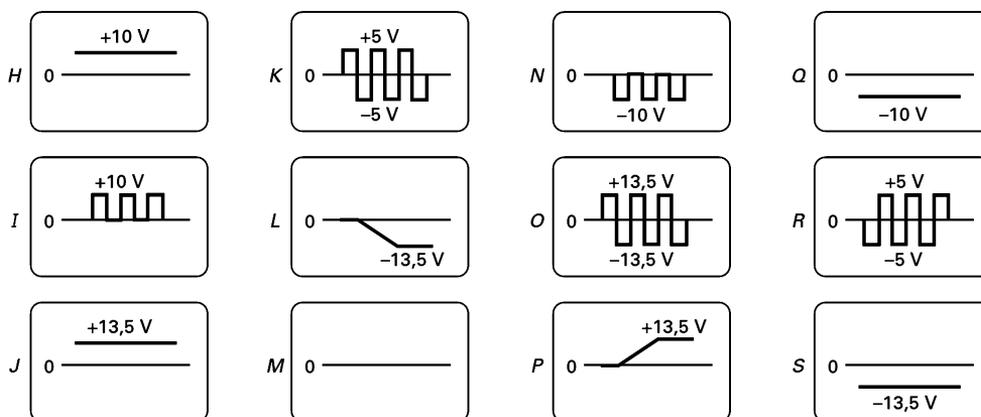


Figure 20.56

Questions de débogage avec Multisim III Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC20-56** à **MTC20-60** et correspondent au circuit de la figure 20.56.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 20.56** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC20-56**.
- 20.57** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC20-57**.
- 20.58** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC20-58**.
- 20.59** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC20-59**.
- 20.60** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC20-60**.

Questions d'un recruteur

- Dessinez un détecteur de passage par zéro et donnez la théorie de son fonctionnement.
- Comment puis-je éviter à une entrée bruyante de déclencher un comparateur ? Dessinez un schéma et des signaux pour étayer votre exposé.
- Dites-moi comment fonctionne un intégrateur à l'aide d'un schéma et de la représentation de la forme des signaux.
- Vous allez lancer la fabrication industrielle d'un circuit qui est supposé avoir une tension DC de sortie comprise entre 3 V et 4 V. Quelle sorte de comparateur allez-vous utiliser ? Comment allez-vous connecter les LED verte et rouge sur la sortie du comparateur pour indiquer bon ou mauvais ?
- Que veut dire le terme *sortie bridée* ? Comment peut-on brider facilement ?
- En quoi une bascule de Schmitt diffère-t-elle d'un détecteur de passage par zéro ?

- Comment protéger l'entrée d'un comparateur des tensions d'entrée trop importantes ?
- En quoi un comparateur intégré diffère-t-il d'un ampli op classique ?
- Si une impulsion rectangulaire commande un intégrateur, quelle sorte de sortie peut-on espérer ?
- Quel est l'effet sur la tension de seuil d'un circuit à diodes actif ?
- Que fait un oscillateur à relaxation ? Expliquez le principe de base et comment il est appliqué.
- Si une impulsion rectangulaire est appliquée sur un différentiateur, quelle sorte de sortie peut-on espérer ?

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|--------|
| 1. d) | 8. b) | 15. a) | 22. d) | 29. c) |
| 2. a) | 9. c) | 16. b) | 23. a) | 30. a) |
| 3. c) | 10. b) | 17. a) | 24. b) | |
| 4. b) | 11. c) | 18. c) | 25. a) | |
| 5. c) | 12. b) | 19. b) | 26. a) | |
| 6. a) | 13. b) | 20. c) | 27. d) | |
| 7. a) | 14. b) | 21. d) | 28. b) | |

Avez-vous compris ?

- 20.4** $V_{\text{ref}} = 7,5 \text{ V}$; $f_c = 0,508 \text{ Hz}$.
- 20.6** $B = 0,0435$; $UTP = 0,587 \text{ V}$; $LTP = -0,587 \text{ V}$; $H = 1,17 \text{ V}$.
- 20.7** $V = 0,800 \text{ V}$; constante de temps = 1 000 sec.
- 20.8** $C = 2,5 \mu\text{F}$.
- 20.9** $W = 83,3 \mu\text{S}$; $D = 0,167$.
- 20.10** $T = 479 \mu\text{S}$; $f = 2,1 \text{ kHz}$.
- 20.11** $V_{\text{out(pp)}} = 32,3 \text{ mV}_{\text{pp}}$.
- 20.12** $V_{\text{out(pp)}} = 0,52 \text{ V}$; $f = 2,5 \text{ kHz}$.

Les oscillateurs

Objectifs

- Expliquer le gain de boucle et la phase ainsi que leur rapport avec les oscillateurs sinusoïdaux.
- Décrire le fonctionnement de plusieurs oscillateurs RC sinusoïdaux.
- Décrire le fonctionnement de plusieurs oscillateurs LC sinusoïdaux.
- Expliquer le fonctionnement des oscillateurs à quartz.
- Présenter le temporisateur 555, ses modes de fonctionnement et son utilisation en oscillateur.
- Expliquer le fonctionnement des boucles à verrouillage de phase.
- Décrire le fonctionnement du générateur de signaux XR-2206.

Vocabulaire

Astable	Fréquence de résonance	Monostable	Oscillateur commandé en tension (VCO)
Boucle à verrouillage de phase (PLL)	Fréquence fondamentale	Multivibrateur	Oscillateur d'Armstrong
Capacité des armatures	Logarithme naturel	Multivibrateur bistable	Oscillateur de Hartley
Circuit d'avance-retard	Modulation de fréquence (FM)	Oscillateur à cristal de quartz	Oscillateur Pierce à cristal
Convertisseur tension-fréquence	Modulation de fréquence (FSK)	Oscillateur à déphasage	Plage de capture
Démodulateur FM	Modulation d'impulsions en largeur	Oscillateur à double T	Plage de verrouillage
Détecteur de phase	Modulation d'impulsions en position	Oscillateur à pont de Wien	Porteuse
Effet piézoélectrique		Oscillateur Clapp	Signal de modulation
Filtre réjecteur		Oscillateur Colpitts	

En quelques mots

Aux fréquences inférieures à 1 MHz, on utilise les oscillateurs RC pour produire des signaux sinusoïdaux presque parfaits. Ces oscillateurs basses fréquences sont réalisés avec des amplis op et des circuits RC pour fixer la fréquence des oscillations. Au-dessus de 1 MHz, on prend les oscillateurs LC ; ils utilisent des transistors et des circuits LC. Ce chapitre présente aussi un circuit très courant appelé *temporisateur 555*. On le trouve dans beaucoup d'applications qui donnent des retards, dans des oscillateurs contrôlés en tension et dans des générateurs de signaux à sortie modulée. Le chapitre se termine par un montage très important en télécommunications appelé *boucle à verrouillage de phase* (PLL) et conclut par une présentation du générateur de signaux XR-2206.

21.1 Théorie de l'oscillation sinusoïdale

Pour réaliser un oscillateur sinusoïdal, il faut utiliser un ampli op avec une réaction positive. Le principe consiste à remplacer le signal d'entrée par le signal de réaction. Il existe un signal à la sortie même sans signal d'entrée à condition que le signal de réaction possède l'amplitude et la phase requises.

21.1.1 Gain de boucle et phase

La figure 21.1a montre une source de tension AC reliée à l'entrée d'un amplificateur. La tension amplifiée à la sortie est :

$$v_{\text{out}} = A_v v_{\text{in}}$$

Cette tension alimente un circuit de réaction qui est généralement un circuit résonant. Par conséquent, la réaction maximale se situe à la résonance. D'après la figure 21.1a, la tension de réaction ramenée sur le point x est égale à :

$$v_r = A_v B v_{\text{in}}$$

Si le déphasage de l'ampli et du circuit de réaction est équivalent à zéro, $A_v B v_{\text{in}}$ est en phase avec la tension v_{in} .

Supposons que l'on relie les points x et y tout en enlevant la tension de source v_{in} ; alors la tension de réaction $A_v B v_{\text{in}}$ commande l'entrée de l'ampli (figure 21.1b).

Que devient la tension de sortie ? Si $A_v B < 1$, le produit $A_v B v_{\text{in}}$ est inférieur à v_{in} et la tension de sortie s'annule (figure 21.1c). Si $A_v B > 1$, le produit $A_v B v_{\text{in}}$ est supérieur à v_{in} et la tension de sortie augmente (figure 21.1d). Enfin, si $A_v B = 1$, le produit $A_v B v_{\text{in}}$ est égal à v_{in} et la tension de sortie est une sinusoïde d'amplitude constante (figure 21.1e) ; dans ce cas, le circuit donne sa propre tension d'entrée.

Dans tout oscillateur, le gain de boucle $A_v B$ est supérieur à 1 au moment de l'application de l'alimentation. Une petite tension de démarrage est appliquée à l'entrée et la tension de sortie augmente (figure 21.1d). Lorsque la tension de sortie atteint un certain niveau, la valeur du gain de boucle $A_v B$ s'ajuste automatiquement à 1 et la valeur crête à crête de la tension de sortie reste constante (figure 21.1e).

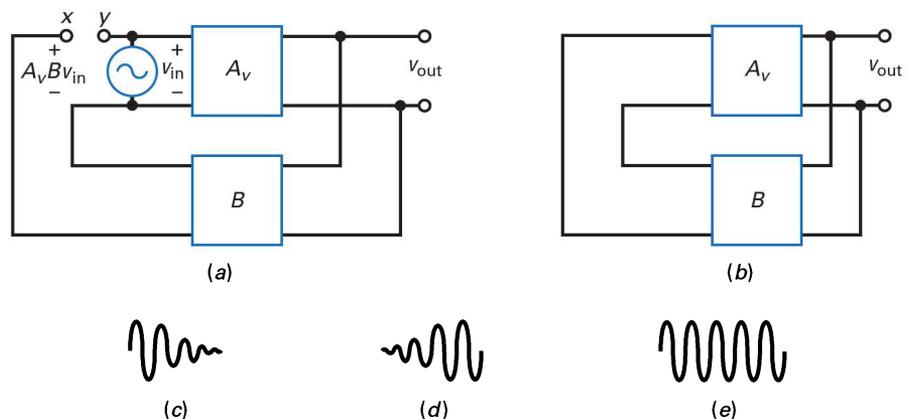


Figure 21.1

- (a) La tension de réaction revient en x ;
- (b) connexion de x et y ;
- (c) les oscillations diminuent ;
- (d) les oscillations augmentent ;
- (e) les oscillations ont une amplitude constante.

21.1.2 La tension de démarrage est d'origine thermique

Mais d'où vient la tension de démarrage ? Nous avons vu que toute résistance contient des électrons libres qui se déplacent dans des directions aléatoires et engendrent une tension de bruit à ses bornes. Ce déplacement est tellement erratique qu'il comporte toutes les fréquences jusqu'à plus de 1 000 GHz. Par conséquent, on peut associer à chaque résistance une petite source de tension AC existant à toutes les fréquences.

Voici ce qui se passe dans la figure 21.1b ; quand vous mettez l'alimentation, les seules sources de signaux du système sont les générateurs de tension de bruit des résistances. Ces tensions sont amplifiées et apparaissent à la sortie. Le bruit amplifié, qui contient toutes les fréquences, se retrouve sur la boucle de réaction. Intentionnellement, nous avons un gain de boucle supérieur à 1 et un déphasage nul à la fréquence de résonance. Au-dessus et au-dessous de cette fréquence, le déphasage n'est pas nul ; par conséquent, les oscillations ne peuvent croître qu'à cette fréquence de résonance du circuit de réaction.

21.1.3 Quand le gain $A_v B$ diminue jusqu'à 1

Le gain de boucle $A_v B$ peut diminuer jusqu'à 1 selon deux méthodes : soit le gain A_v diminue, soit le taux de réaction B diminue. Dans certains oscillateurs, le signal peut augmenter jusqu'à ce que l'écrêtage par la saturation ou par le blocage intervienne. Ceci revient à une diminution du gain en tension. Dans d'autres montages, l'augmentation du signal entraîne une diminution du taux B avant que l'écrêtage ne se produise. Dans chaque cas, le produit $A_v B$ diminue jusqu'à 1.

Voici les principes fondamentaux des oscillateurs à réaction :

- 1) Au départ, le gain de boucle $A_v B$ est supérieur à 1 à la fréquence où le déphasage de la boucle de réaction est nul.
- 2) Ensuite, lorsque le niveau de sortie désiré est atteint, le gain de boucle $A_v B$ descend à 1 par une diminution du gain A_v ou du taux de réaction B .

21.2 L'oscillateur à pont de Wien

L'**oscillateur à pont de Wien** est le montage usuel pour les fréquences basses ou moyennes dans la plage de 5 Hz à environ 1 MHz. On utilise presque toujours ce type d'oscillateur dans les générateurs audio du commerce. Il a généralement la préférence pour les autres applications basses fréquences.

21.2.1 Circuit de retard

Le gain en tension du circuit de découplage représenté sur la figure 21.2a est :

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

et sa phase est :

$$\phi = -\arctan \frac{R}{X_C}$$

où ϕ est le déphasage entre la sortie et l'entrée.

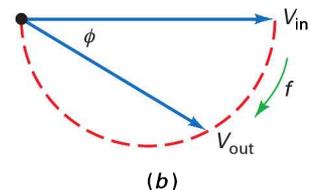
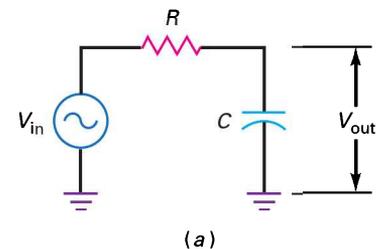
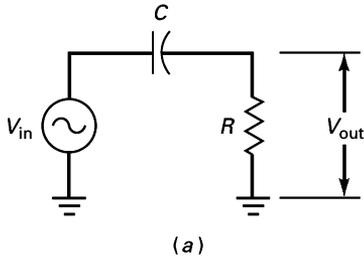


Figure 21.2

(a) Condensateur de découplage ;
(b) courbe de phase.

La présence du signe moins dans l'expression de la phase indique que la tension de sortie est en retard par rapport à la tension d'entrée (figure 21.2b). C'est pour cela que ce circuit est appelé *circuit de retard*. Sur la figure 21.2b, le demi-cercle indique toutes les positions possibles du vecteur tension de sortie. Il en découle que le retard du vecteur tension de sortie par rapport au vecteur tension d'entrée varie entre 0 et -90° .



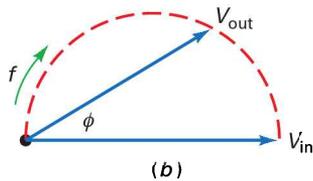
21.2.2 Circuit d'avance

Le gain en tension du circuit de liaison représenté sur la figure 21.3a est :

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

et sa phase est :

$$\phi = \arctan \frac{X_C}{R}$$



Le déphasage est positif, cela indique que le vecteur tension de sortie est en avance par rapport au vecteur tension d'entrée (figure 21.3b). C'est pour cela que ce circuit est appelé *circuit d'avance*. Sur la figure 21.3b, le demi-cercle indique toutes les positions possibles du vecteur tension de sortie. Il en découle que l'avance du vecteur tension de sortie par rapport au vecteur tension d'entrée varie entre 0 et $+90^\circ$.

Les circuits de découplage et de liaison sont des exemples de circuits déphaseurs. Ils décalent la phase du signal de sortie soit positivement (avance), soit négativement (retard) par rapport au signal d'entrée. Un oscillateur sinusoïdal utilise toujours ce type de circuits déphaseurs pour créer une oscillation à une fréquence.

Figure 21.3
(a) Condensateur de liaison ;
(b) courbe de phase.

21.2.3 Circuit d'avance-retard

L'oscillateur à pont de Wien utilise un circuit de réaction résonant appelé **circuit d'avance-retard** (figure 21.4). Aux très basses fréquences, le condensateur série est un circuit ouvert pour le signal d'entrée et il n'y a pas de signal de sortie. Aux très hautes fréquences, le condensateur parallèle est un court-circuit et il n'y a pas de signal de sortie. Entre ces extrêmes, la tension de sortie passe par un maximum à la **fréquence de résonance** f_r (figure 21.5a). À cette fréquence, le taux de réaction B atteint sa valeur maximale $1/3$.

La figure 21.5b montre le déphasage de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée. Aux très basses fréquences, il est positif (avance de phase) ; aux très hautes fréquences, il est négatif (retard de phase) ; à la fréquence de résonance, le déphasage est nul. La figure 21.5c montre le diagramme vectoriel des tensions d'entrée et de sortie. La pointe du vecteur de phase peut se trouver n'importe où sur le cercle pointillé et le déphasage peut varier de $+90^\circ$ à -90° .

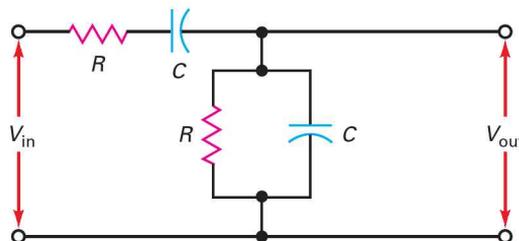


Figure 21.4
Circuit d'avance-retard.

Le circuit d'avance-retard de la figure 21.4 se comporte comme un circuit résonant. À la fréquence de résonance, le taux de réaction B passe par sa valeur maximale $1/3$ et le déphasage est nul. Au-dessous et au-dessus de la résonance, le taux de réaction est inférieur à $1/3$ et le déphasage n'est plus nul.

21.2.4 Formule de la fréquence de résonance

L'analyse en complexe du circuit représenté sur la figure 21.4 donne les deux expressions suivantes :

$$B = \frac{1}{\sqrt{9 - (X_C/R - R/X_C)^2}} \quad (21.1)$$

$$\phi = \arctan \frac{X_C/R - R/X_C}{3} \quad (21.2)$$

Les variations en fonction de la fréquence sont représentées sur les figures 21.5a et 21.5b.

Le taux de réaction donné par relation (21.1) a un maximum égal à $1/3$ pour la fréquence de résonance telle que $X_C = R$:

$$\frac{1}{2\pi f_r C} = R$$

Cela donne :

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \quad (21.3)$$

21.2.5 Fonctionnement

La figure 21.6 représente un oscillateur à pont de Wien. Il utilise la réaction positive et la réaction négative car il y a deux boucles de réaction.

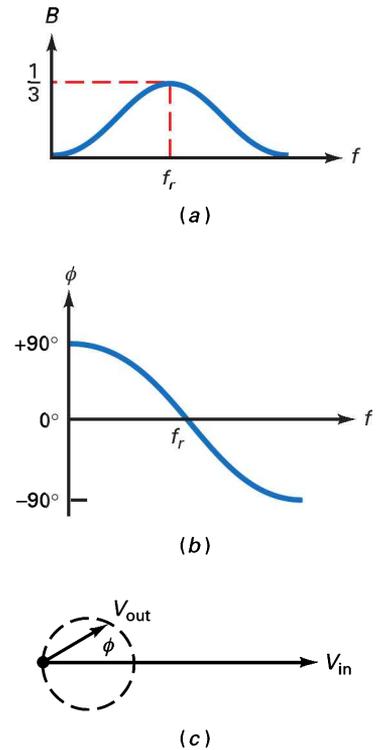
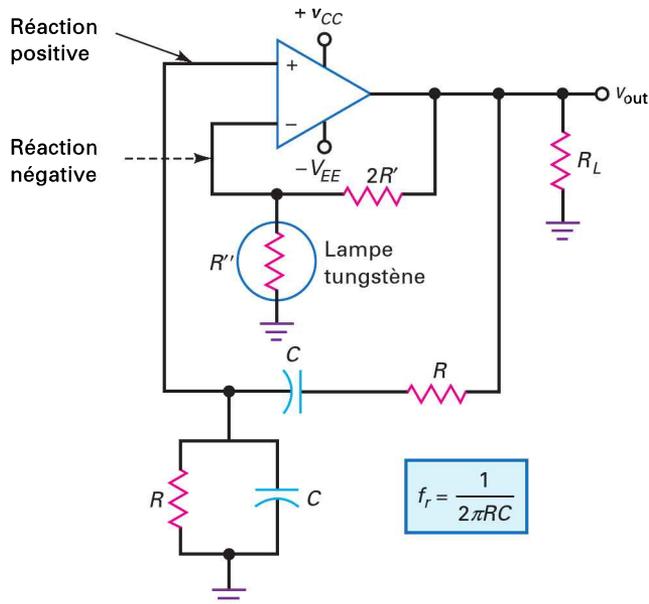


Figure 21.5
(a) Gain en tension ;
(b) déphasage ;
(c) diagramme vectoriel.

Figure 21.6
Oscillateur à pont de Wien.

Celle de la réaction positive part de la sortie, traverse le circuit d'avance-retard et se termine à l'entrée non inverseuse. L'autre est la boucle de réaction négative ; elle part de la sortie, traverse le diviseur de tension et se termine à l'entrée inverseuse.

Au départ, quand le circuit est mis en marche, la réaction positive est plus importante que la réaction négative. Cela permet l'établissement des oscillations, comme nous l'avons vu précédemment. Ensuite, lorsque le signal de sortie atteint un niveau voulu, la réaction négative devient suffisante pour réduire la valeur du gain de boucle $A_v B$ à 1.

Voici comment $A_v B$ descend à 1 : à la mise sous tension, la résistance de la lampe à incandescence est petite et la réaction négative est faible. Le gain de boucle $A_v B$ est supérieur à 1, les oscillations apparaissent et croissent à la fréquence de résonance. Lorsque les oscillations sont suffisantes, la lampe chauffe légèrement et sa résistance augmente. Dans la plupart des cas, le courant dans la lampe est trop faible pour la faire briller mais suffisant pour augmenter sa résistance.

À un certain niveau de sortie, la résistance de la lampe vaut exactement R' ; le gain en tension boucle fermée diminue à :

$$A_{v(CL)} = \frac{2R'}{R'} + 1 = 3$$

Le taux de réaction de la boucle étant de $1/3$, le gain de boucle est :

$$A_{v(CL)} B = 3(1/3) = 1$$

Lors de la première mise en marche, la résistance de la lampe est inférieure à R' . Par conséquent, le gain boucle fermée entre l'entrée non inverseuse et la sortie est supérieur à 3 et $A_{v(CL)} B > 1$.

Lors de l'établissement des oscillations, la valeur crête à crête de la tension de sortie est suffisante pour augmenter la résistance de la lampe à incandescence. Quand celle-ci vaut R' le gain de boucle $A_{v(CL)} B$ est égal à 1, les oscillations sont stables et la tension de sortie possède une amplitude crête à crête constante.

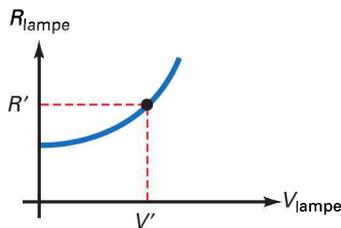


Figure 21.7
Résistance de la lampe à incandescence.

21.2.6 Conditions initiales

Au départ, la tension de sortie est nulle et la résistance de la lampe à incandescence est inférieure à R' (figure 21.7). Lorsque la tension de sortie augmente, la résistance de la lampe augmente. Quand la tension à ses bornes vaut V' , sa résistance est R' . À ce moment, $A_{v(CL)} = 3$, le gain de boucle est 1 et l'amplitude du niveau de sortie reste constante.

21.2.7 Filtre réjecteur

La figure 21.8 montre une autre façon de dessiner le schéma de l'oscillateur à pont de Wien. Le circuit d'avance-retard est le côté gauche d'un pont et le diviseur de tension le côté droit. Ce pont AC s'appelle *pont de Wien*, on l'utilise dans d'autres applications que l'oscillateur. La *tension d'erreur* constitue la sortie ; quand le pont est équilibré, elle vaut zéro.

Le pont de Wien fonctionne en **filtre réjecteur**, un circuit dont la tension de sortie s'annule à une fréquence particulière. Le pont de Wien présente une fréquence de réjection égale à :

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \quad (21.4)$$

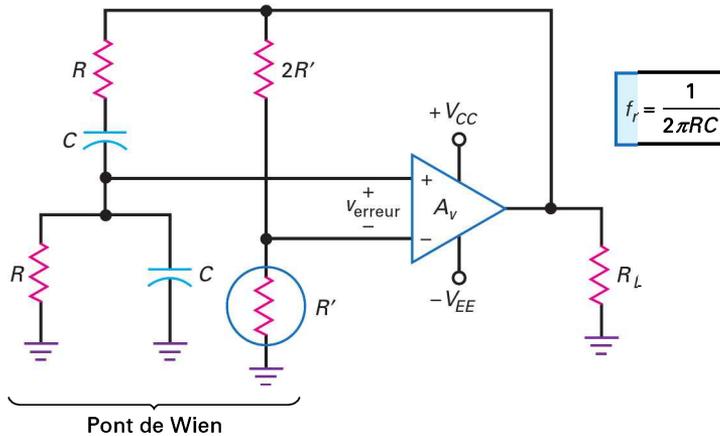


Figure 21.8
Autre représentation de
l'oscillateur à pont de Wien.

La tension d'erreur est tellement petite que le pont de Wien est à l'équilibre presque parfait et la fréquence des oscillations vaut quasiment f_r .

Question 21.1

D'après la figure 21.9, calculez les fréquences maximale et minimale. Les deux résistances variables sont *couplées*, c'est-à-dire qu'elles évoluent de la même façon et qu'elles ont la même valeur pour toutes les positions du curseur.

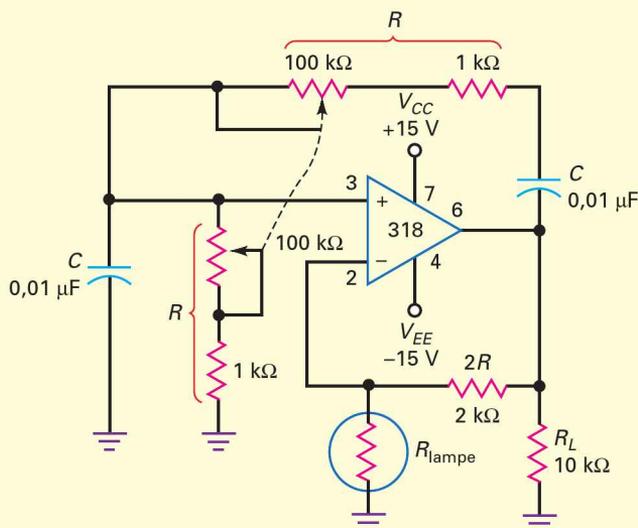


Figure 21.9

Réponse Selon la relation (21.4), la fréquence minimale d'oscillation est :

$$f_r = \frac{1}{2\pi(101 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F})} = 158 \text{ Hz}$$

La fréquence maximale est :

$$f_r = \frac{1}{2\pi(1 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F})} = 15,9 \text{ kHz}$$

21.1 Avez-vous compris ? Sur la figure 21.9, déterminer la valeur de la résistance variable pour une fréquence de sortie de 1 000 Hz.

Question 21.2

La figure 21.10 donne la résistance de la lampe représentée sur la figure 21.9 en fonction de la tension à ses bornes. Si cette tension est exprimée en valeur efficace, quelle est la tension de sortie de l'oscillateur ?

Réponse D'après la figure 21.9, la résistance de réaction vaut 2 k Ω . Donc la sortie de l'oscillateur est constante quand la résistance de la lampe est 1 k Ω car cela donne un gain boucle fermée égal à 3.

Sur la figure 21.10, une résistance de lampe de 1 k Ω correspond à 2 V_{eff} à ses bornes. Le courant dans la lampe est :

$$I_{\text{lampe}} = \frac{2 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

Ces 2 mA traversent la résistance de réaction 2 k Ω , la tension de sortie de l'oscillateur est alors :

$$V_{\text{out}} = (2 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega) = 6 \text{ V}_{\text{eff}}$$

21.2 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 21.2 en utilisant une résistance de réaction de 3 k Ω .

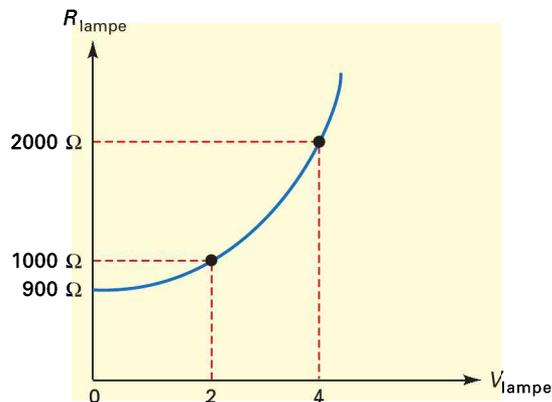


Figure 21.10

21.3 Autres oscillateurs RC

Bien que l'oscillateur à pont de Wien soit le standard industriel pour les fréquences allant jusqu'à 1 MHz, on utilise aussi d'autres oscillateurs RC dans différentes applications. Ce paragraphe présente deux autres réalisations fondamentales appelées **oscillateur à double T** et **oscillateur à déphasage**.

21.3.1 Le filtre à double T

La figure 21.11a représente un *filtre à double T*. L'analyse mathématique de ce circuit montre qu'il se comporte comme un circuit d'avance-retard avec une variation du déphasage illustrée sur la figure 21.11b. De nouveau, il existe une fréquence f_r où le déphasage est nul ; le gain en tension vaut 1 aux basses fréquences et aux hautes fréquences et il chute à 0 à la fréquence f_r (figure 21.11c). Le filtre à double T est un autre exemple de filtre réjecteur car il rejette les fréquences proches de f_r . L'expression de la fréquence de résonance est la même que celle de l'oscillateur à pont de Wien :

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}$$

21.3.2 L'oscillateur à double T

La figure 21.12 représente un **oscillateur à double T**. Un diviseur de tension fournit la réaction positive sur l'entrée non inverseuse. C'est le double T qui donne la réaction négative. Au démarrage, la résistance de la lampe est faible et la réaction positive est maximale. Au fur et à mesure que les oscillations croissent, la résistance de la lampe augmente et la réaction positive diminue. Pendant cette décroissance, le niveau de sortie devient constant et la lampe stabilise la tension de sortie. Dans le filtre à double T, il faut régler la résistance $R/2$ car le circuit oscille à une fréquence légèrement différente de la fréquence théorique. Pour assurer une fréquence d'oscillation proche de la fréquence de réjection, le diviseur de tension doit avoir la résistance R_2 nettement supérieure à la résistance R_1 . À titre d'information, la valeur du rapport R_2/R_1 se situe dans la plage allant de 10 à 1 000. Cela impose une fréquence de résonance très voisine de la fréquence de réjection.

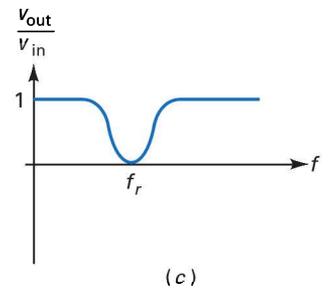
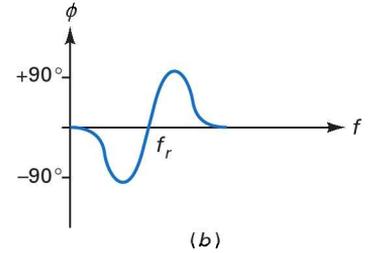
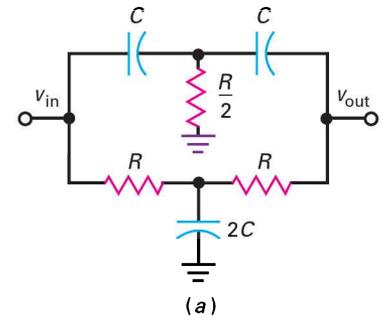


Figure 21.11
(a) Filtre à double T ;
(b) réponse en déphasage ;
(c) réponse en fréquence.

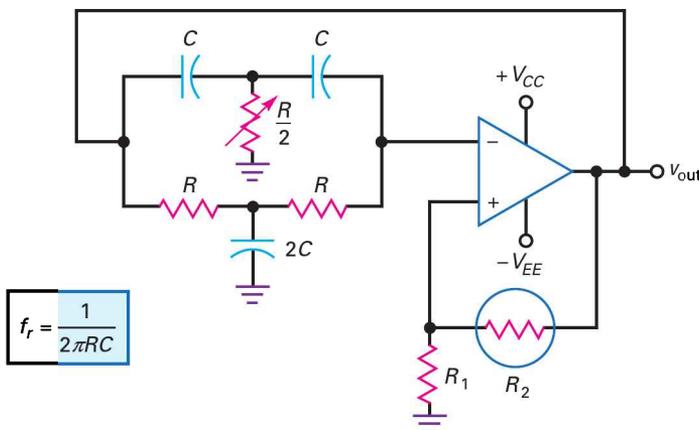


Figure 21.12
Oscillateur à double T.

L'oscillateur à double T est utilisé occasionnellement car il ne fonctionne bien qu'à une seule fréquence ; contrairement à l'oscillateur à pont de Wien, on ne peut pas l'ajuster dans une grande plage de fréquences.

21.3.3 L'oscillateur à déphasage

La figure 21.13 représente un **oscillateur à déphasage** avec un réseau de trois circuits d'avance dans la boucle de réaction. Souvenez-vous, un circuit d'avance donne un déphasage compris entre 0 et 90° en fonction de la fréquence. Pour une fréquence, le déphasage total du réseau est 180° (approximativement 60° par circuit). L'amplificateur donne un déphasage de 180° car le signal se trouve sur l'entrée inverseuse. Par conséquent, le déphasage de la boucle est 360°, équivalent à 0°. Si le gain de boucle $A_v B$ est supérieur à 1 à cette fréquence particulière, les oscillations démarrent.

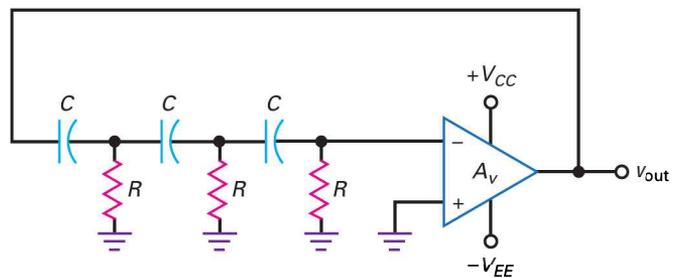


Figure 21.13
Oscillateur à déphasage
avec trois circuits d'avance.

La figure 21.14 montre une autre réalisation. Elle utilise trois circuits de retard et le fonctionnement est identique. À une certaine fréquence, l'amplificateur donne un déphasage 180°, le réseau de circuits de retard donne -180° et le déphasage de la boucle vaut 0°. Si le gain de boucle $A_v B$ est supérieur à 1 à cette fréquence, les oscillations s'amorcent. L'oscillateur à déphasage n'est pas d'un usage très répandu, il ne peut pas être facilement ajusté dans une grande plage de fréquences.

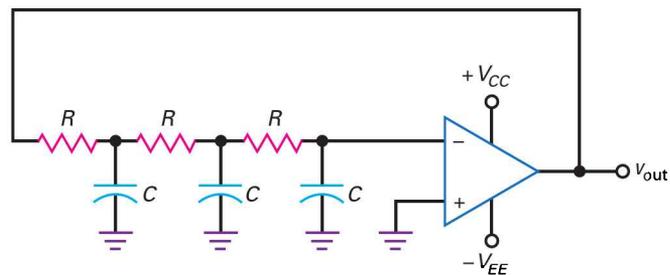


Figure 21.14
Oscillateur à déphasage
avec trois circuits de retard.

21.4 L'oscillateur Colpitts

Bien qu'il soit parfait aux basses fréquences, l'oscillateur à pont de Wien ne convient pas aux hautes fréquences (bien au-dessus de 1 MHz). La bande passante limitée (f_T) de l'ampli op constitue le principal obstacle.

21.4.1 Oscillateurs LC

L'oscillateur LC est un moyen pour obtenir des oscillations hautes fréquences, un montage utilisable dans une plage de fréquences allant de 1 MHz à 500 MHz. Ces fréquences étant bien au-delà du paramètre f_T de la plupart des amplis op, on utilise un transistor bipolaire ou un TEC comme amplificateur. Avec un circuit LC parallèle et un ampli, un signal de réaction possédant la bonne amplitude et la bonne phase entraîne une oscillation permanente.

L'analyse et la réalisation d'oscillateurs hautes fréquences est difficile. Pourquoi ? Parce qu'à ces fréquences, les capacités parasites et les inductances des liaisons deviennent importantes dans la détermination de la fréquence d'oscillation, du taux de réaction, de la puissance de sortie et d'autres paramètres AC. Beaucoup de concepteurs commencent par imaginer un prototype en utilisant l'ordinateur et ses approximations, et ils terminent en ajustant la réalisation pratique afin d'obtenir les performances souhaitées.

21.4.2 Transistor en émetteur commun

La figure 21.15 représente un **oscillateur Colpitts**. Le diviseur de tension fixe le point de fonctionnement au repos. La bobine d'arrêt RF possède une réactance très importante et elle joue le rôle de circuit ouvert pour le signal AC. Le montage présente un gain en tension basses fréquences r_c / R'_e où r_c est la résistance de collecteur AC. La bobine d'arrêt étant un circuit ouvert, cette résistance est en premier lieu la résistance AC du circuit résonant parallèle. Sa valeur est maximale à la résonance.

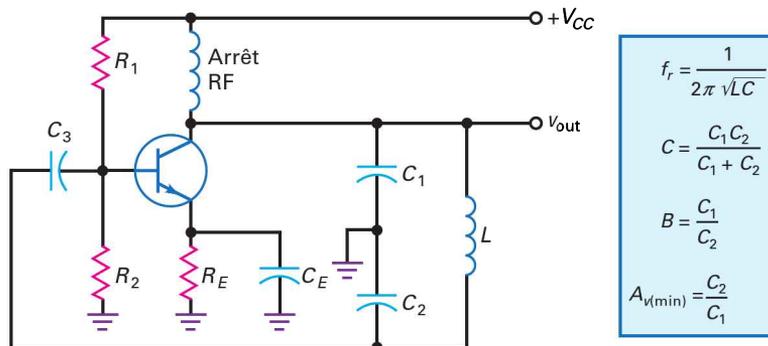


Figure 21.15
Oscillateur Colpitts.

On rencontre de nombreuses variantes de l'oscillateur Colpitts. La méthode pour le repérer consiste à identifier le diviseur capacitif formé par les condensateurs C_1 et C_2 . Celui-ci donne la tension de réaction nécessaire à l'apparition des oscillations. Dans les autres types d'oscillateur, cette tension est produite par transformateur, diviseur de tension inductif, etc.

21.4.3 Circuit équivalent AC

La figure 21.16 montre le circuit équivalent AC simplifié de l'oscillateur Colpitts.

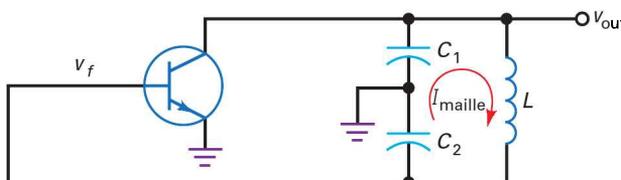


Figure 21.16
Circuit équivalent
d'un oscillateur Colpitts.

Le courant dans la maille est le courant circulant dans le circuit résonant parallèle, il traverse les condensateurs C_1 et C_2 . Notez que la tension v_{out} est constituée par la tension AC aux bornes de C_1 . Ainsi, la tension de réaction v_r apparaît sur C_2 , elle attaque la base et entretient les oscillations du circuit résonant apparues si le gain en tension est suffisant à la fréquence de résonance. Puisque l'émetteur est à la masse AC, le montage est un émetteur commun.

Bon à Savoir

Dans la figure 21.15, il est important de noter que la réactance réseau de la branche L - C_2 apparaît inductive à la fréquence de résonance du circuit. De plus, la réactance inductive réseau de la branche L - C_2 est égale à la réactance capacitive de C_1 .

21.4.4 Fréquence de résonance

La plupart des oscillateurs possèdent un circuit résonant LC avec un coefficient Q supérieur à 10. Dans ces conditions, la valeur approchée de la fréquence de résonance est :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (21.5)$$

La précision est supérieure à 1 % si $Q > 10$.

La capacité apparaissant dans la relation (21.5) est la capacité équivalente traversée par le courant dans le circuit résonant. Pour le résonateur Colpitts, cette capacité est constituée par C_1 en série avec C_2 (figure 21.16), donc elle s'exprime par :

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (21.6)$$

Pour $C_1 = C_2 = 100$ pF, la capacité à prendre pour le calcul de la fréquence de résonance vaut 50 pF.

21.4.5 Condition d'oscillation

La condition d'oscillation de tout oscillateur est $A_v B > 1$ à la fréquence de résonance du circuit résonant parallèle. Cela revient à $A_v > 1/B$. D'après la figure 21.16, la tension de sortie se situe sur le condensateur C_1 et la tension de réaction sur le condensateur C_2 . Le coefficient de réaction de ce type d'oscillateur est donc :

$$B = \frac{C_1}{C_2} \quad (21.7)$$

Pour l'apparition des oscillations, le gain minimum est :

$$A_{v(\min)} = \frac{C_2}{C_1} \quad (21.8)$$

Que doit valoir le gain A_v ? Cela dépend des fréquences de coupure supérieures de l'amplificateur. Il possède des circuits de découplage de base et d'émetteur. Si les fréquences de coupure de ces circuits sont supérieures à la fréquence de résonance, le gain A_v vaut approximativement r_c / r'_e . Dans le cas contraire, le gain en tension est inférieur à r_c / r'_e et l'amplificateur crée un déphasage supplémentaire.

21.4.6 Tension de sortie

Avec une réaction faible (B petit), le gain A_v est légèrement supérieur à $1/B$, l'amplificateur fonctionne à peu près en classe A_v . À la mise sous tension, les oscillations augmentent et le signal parcourt de plus en plus la droite de charge AC. Avec cette dynamique croissante du signal, le fonctionnement passe de petit

signal à grand signal. Cela provoque une légère diminution du gain. Avec une faible réaction, le produit $A_v B$ peut descendre jusqu'à 1 sans écrêtage excessif.

Avec une forte réaction (B grand), le fort signal de réaction fait passer la base du transistor (figure 21.15) à la saturation et au blocage. Cela charge le condensateur C_3 et donne la régénération d'une tension continue négative sur la base. Cette dernière ajuste automatiquement la valeur du gain de boucle $A_v B$ à 1. Avec une réaction trop forte, il peut se produire des pertes de puissance parasites qui diminuent la tension de sortie.

Lors de la réalisation d'un oscillateur, il faut ajuster la réaction pour obtenir une tension de sortie maximale. Le principe consiste à mettre suffisamment de réaction pour amorcer les oscillations dans toutes les conditions (transistors différents, température, tension, etc.) mais pas trop pour éviter les pertes de signal de sortie. La conception d'oscillateurs hautes fréquences fiables est un défi, beaucoup utilisent les ordinateurs pour modéliser les oscillateurs hautes fréquences.

21.4.7 Couplage à une charge

La fréquence de résonance exacte dépend du coefficient Q du circuit selon la relation :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 + 1}} \quad (21.9)$$

Lorsque $Q > 10$, l'expression se simplifie et devient la relation (21.5) qui donne la fréquence idéale de résonance. Dans l'autre cas, $Q < 10$, la fréquence est plus basse que sa valeur idéale. De plus, un faible coefficient Q peut empêcher le départ des oscillations car il peut rendre le gain en tension hautes fréquences inférieur à la valeur de départ $1/B$.

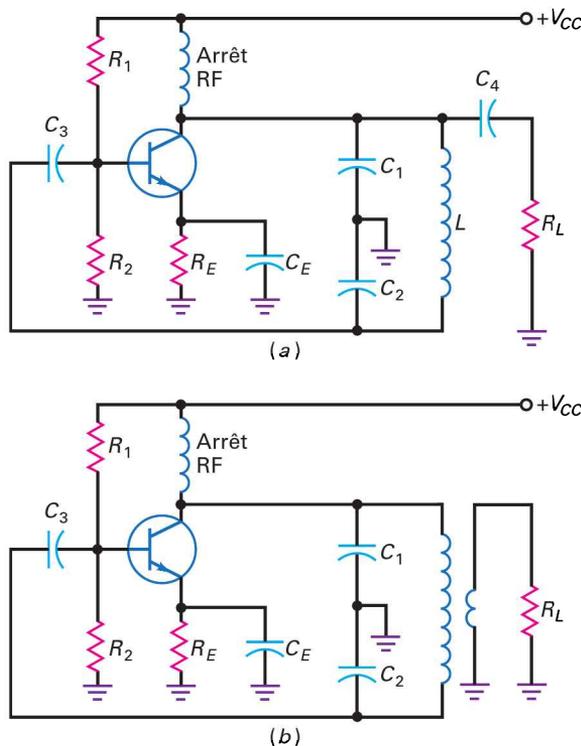


Figure 21.17
(a) Liaison par condensateur ;
(b) liaison par transformateur.

Bon à Savoir

Dans la figure 21.15, à la résonance, le courant dans la branche L - C_2 a, un retard de 90° par rapport à la tension de résonance car la réactance réseau de cette branche est inductive. De plus, comme la tension à travers C_2 est en retard de 90° par rapport au courant, la tension de contre-réaction est en retard de 180° par rapport à la tension de résonance (tension AC collecteur). Comme on peut le voir, le réseau de contre-réaction fournit le décalage de phase requis de 180° pour V_{out} .

La figure 21.17a représente une méthode de couplage par condensateur de l'oscillateur à la charge. Si cette dernière est grande, elle amortit légèrement le circuit résonant et le coefficient Q reste supérieur à 10. Si la résistance de charge est petite, le coefficient Q tombe au-dessous de 10 et les oscillations ne s'amorcent plus. Une solution à ce problème consiste à utiliser une petite capacité C_4 dont la réactance X_C est grande par rapport à la résistance de charge. Ceci évite de trop amortir le circuit parallèle.

La figure 21.17b montre un couplage par transformateur, une autre façon de relier l'oscillateur à une faible résistance. On n'utilise que quelques enroulements du secondaire d'un transformateur RF. Ce couplage faible empêche la résistance de faire chuter le coefficient Q , donc d'annuler l'amorçage des oscillations.

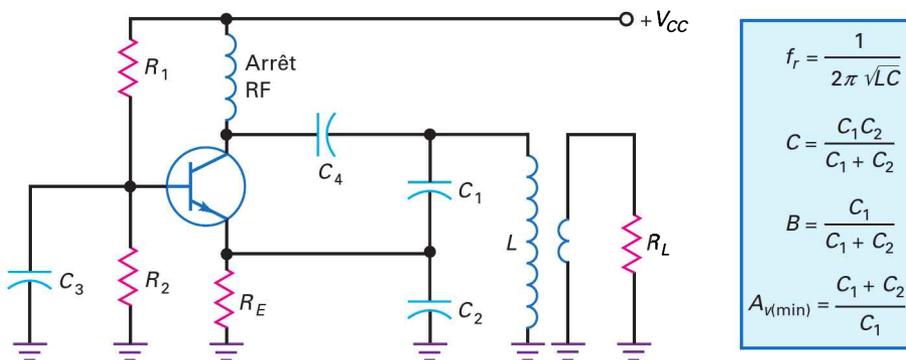
Que ce soit par condensateur ou par transformateur, l'effet de la charge doit être gardé aussi faible que possible. Dans ces conditions, la forte valeur du coefficient Q du circuit résonant parallèle garantit une sortie sinusoïdale non distordue et un départ des oscillations fiable.

21.4.8 Transistor en base commune

Quand le signal de réaction d'un oscillateur est appliqué sur la base, une forte capacité Miller se trouve sur l'entrée. Cela donne une fréquence de coupure relativement faible et le gain en tension peut être trop faible à la fréquence de résonance voulue.

Pour obtenir des fréquences de coupure plus hautes, on peut appliquer le signal de réaction sur l'émetteur, comme le montre la figure 21.18. Le condensateur C_3 met la base à la masse AC et, de ce fait, le transistor fonctionne en amplificateur base commune (BC). Ce circuit oscille à des fréquences plus hautes car son gain haute fréquence est supérieur à celui de l'oscillateur à émetteur commun. Avec un couplage à la charge par un transformateur, le circuit parallèle est faiblement amorti et la relation (21.5) donne la fréquence de résonance.

Figure 21.18
L'oscillateur BC oscille à des fréquences plus hautes que l'oscillateur EC.



Le taux de réaction est légèrement différent dans un oscillateur à base commune. La tension de sortie apparaît sur les condensateurs C_1 et C_2 en série et la tension de réaction sur C_2 . Le taux de réaction idéal est :

$$B = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (21.10)$$

Pour l'amorçage des oscillations, le gain A_v doit être supérieur à $1/B$, donc approximativement :

$$A_{v(\min)} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \quad (21.11)$$

Ceci est une approximation, car elle ignore l'impédance de l'émetteur qui se trouve en parallèle avec le condensateur C_2 .

21.4.9 L'oscillateur Colpitts à JFET

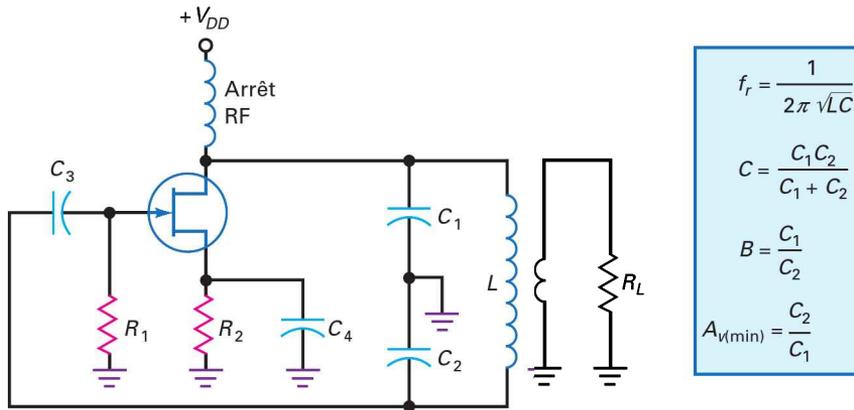


Figure 21.19
L'oscillateur à JFET est moins sensible à l'effet de charge.

La figure 21.19 représente un oscillateur Colpitts à JFET dans lequel le signal de réaction est appliqué sur la grille. Celle-ci ayant une impédance d'entrée très importante, l'effet de charge sur le circuit résonant parallèle est moindre qu'avec un transistor bipolaire. Le taux de réaction du circuit est :

$$B = \frac{C_1}{C_2} \quad (21.12)$$

Le gain minimum pour l'amorçage des oscillations est :

$$A_{v(\min)} = \frac{C_2}{C_1} \quad (21.13)$$

Dans l'oscillateur à JFET, le gain en tension basse fréquence est $g_m r_d$. Au-dessus de la fréquence de coupure de l'amplificateur à JFET, le gain en tension diminue. Dans la relation (21.13), $A_{v(\min)}$ est le gain en tension à la fréquence d'oscillation. Comme règle, il faut essayer de garder la fréquence d'oscillation plus faible que la fréquence de coupure de l'ampli JFET. Sinon, le déphasage supplémentaire à travers l'ampli peut empêcher la mise en oscillation.

Question 21.3



Sur la figure 21.20, quelle est la valeur de la fréquence d'oscillation ? Quel est le taux de réaction ? Quel doit être le gain en tension pour amorcer les oscillations ?

Réponse C'est un oscillateur Colpitts à un transistor monté en émetteur commun. Selon la relation (21.6), la capacité équivalente vaut :

$$C = \frac{(0,001 \mu\text{F})(0,01 \mu\text{F})}{0,001 \mu\text{F} + 0,01 \mu\text{F}} = 909 \text{ pF}$$

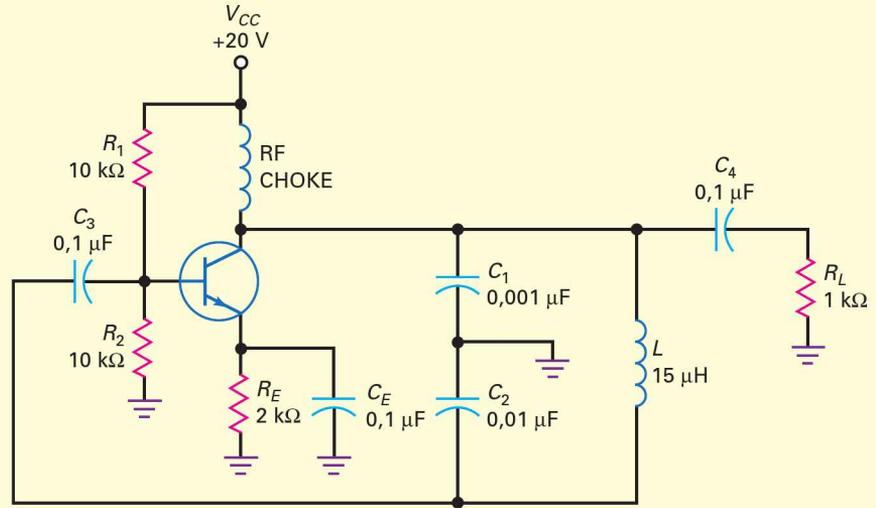


Figure 21.20

L'inductance est égale à $15 \mu\text{H}$. Avec la relation (21.5), la fréquence des oscillations est :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15 \mu\text{H})(909 \text{ pF})}} = 1,36 \text{ MHz}$$

Selon la relation (21.7), le taux de réaction vaut :

$$B = \frac{0,001 \mu\text{F}}{0,01 \mu\text{F}} = 0,1$$

La mise en oscillation du circuit demande un gain en tension minimal :

$$A_{v(\min)} = \frac{0,01 \mu\text{F}}{0,001 \mu\text{F}} = 10$$

21.3 Avez-vous compris ? Sur la figure 21.20, quelle valeur doit prendre l'inductance de $15 \mu\text{H}$ pour que la fréquence d'oscillation en sortie soit de 1 MHz ?

21.5 Autres oscillateurs LC

L'oscillateur Colpitts est le plus courant des oscillateurs LC. Le diviseur de tension capacitif dans le circuit résonant est un moyen pratique pour créer la tension de réaction. Cependant, on utilise aussi d'autres types d'oscillateurs.

21.5.1 L'oscillateur Armstrong

La figure 21.21 donne un exemple de l'**oscillateur Armstrong**. Dans celui-ci, le collecteur attaque le circuit résonant parallèle LC. Le signal de réaction est issu d'un petit enroulement secondaire et il est ramené sur la base. Il existe un déphasage de 180° dans le transformateur, ce qui donne un déphasage de la boucle nul. Si nous ignorons l'effet de charge de la base, le taux de réaction vaut :

$$B = \frac{M}{L} \quad (21.14)$$

avec M la mutuelle inductance et L l'inductance du primaire. Pour la mise en oscillation de l'oscillateur Armstrong, le gain en tension doit être supérieur à $1/B$.

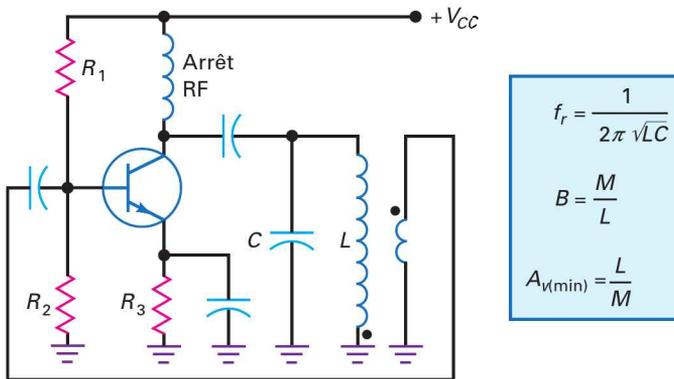


Figure 21.21 Oscillateur Armstrong.

Vous pouvez reconnaître les variantes de ce montage fondamental par l'utilisation d'un transformateur pour créer le signal de réaction. Le petit enroulement secondaire est parfois appelé *bobine de réaction* car il ramène le signal destiné à entretenir les oscillations. La relation (21.5) donne la fréquence de résonance avec L et C indiqués dans la figure 21.21. En principe, l'oscillateur Armstrong est peu employé car les concepteurs répugnent à utiliser des transformateurs.

21.5.2 L'oscillateur Hartley

La figure 21.22 représente un exemple d'**oscillateur Hartley**. Quand le circuit parallèle LC est à la résonance, le courant traverse L_1 en série avec L_2 . L'inductance équivalente L est donc :

$$L = L_1 + L_2 \quad (21.15)$$

Le diviseur de tension inductif L_1 et L_2 fournit la tension de réaction de ce type d'oscillateur. La tension de sortie apparaît sur l'inductance L_1 , la tension de réaction apparaît sur l'inductance L_2 , donc le taux de réaction est :

$$B = \frac{L_2}{L_1} \quad (21.16)$$

Comme d'habitude, on a négligé l'effet de charge de la résistance de base. Pour le démarrage des oscillations, le gain en tension doit être supérieur à $1/B$.

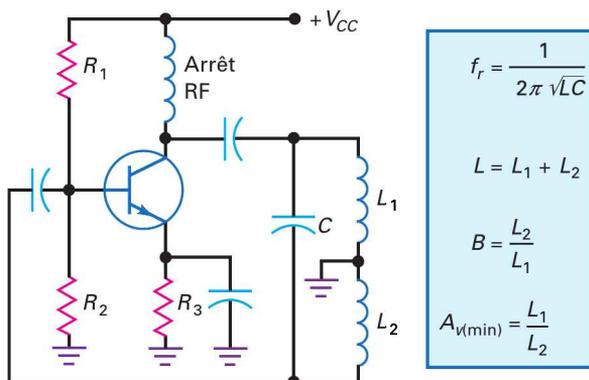


Figure 21.22 Oscillateur Hartley.

Bon à Savoir

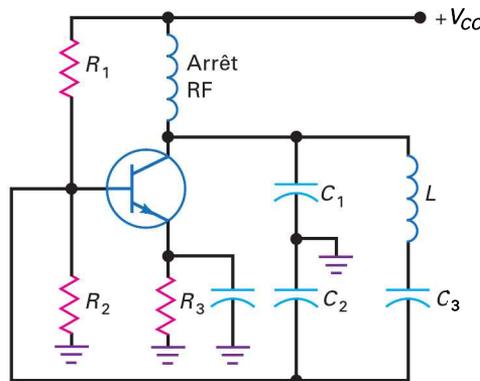
Dans l'oscillateur Colpitts, l'inductance est ajustée pour faire varier la fréquence des oscillations, alors que dans un oscillateur Hartley, le condensateur est ajusté pour faire varier la fréquence des oscillations.

Souvent, l'oscillateur Hartley utilise une seule bobine à prise médiane plutôt que deux bobines distinctes. Une autre variante envoie le signal de réaction sur l'émetteur au lieu de la base. On utilise parfois un JFET au lieu d'un transistor bipolaire et le signal de sortie peut être transmis soit par un condensateur soit par un transformateur.

21.5.3 L'oscillateur Clapp

L'**oscillateur Clapp** illustré sur la figure 21.23 est une amélioration de l'oscillateur Colpitts. Comme précédemment, un diviseur de tension capacitif fournit la tension de réaction. Un condensateur supplémentaire se trouve en série avec l'inductance. Le courant dans le circuit parallèle traverse les condensateurs C_1 , C_2 et C_3 en série, donc la capacité équivalente pour le calcul de la fréquence de résonance devient :

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3} \quad (21.17)$$



$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3}$$

$$B = \frac{C_1}{C_2}$$

$$A_{V(\min)} = \frac{C_2}{C_1}$$

Figure 21.23
Oscillateur Clapp.

Dans l'oscillateur Clapp, la capacité de C_3 est beaucoup plus petite que les capacités de C_1 et de C_2 . Par conséquent, C vaut approximativement C_3 et la fréquence de résonance devient :

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_3}} \quad (21.18)$$

Pourquoi cela est-il important ? Parce que les condensateurs C_1 et C_2 sont en parallèle avec le transistor dont les capacités parasites modifient légèrement les valeurs C_1 et C_2 . Dans l'oscillateur Colpitts, la fréquence de résonance dépend du transistor utilisé et des capacités parasites du montage. Dans l'oscillateur Clapp, ces grandeurs n'ont aucune influence sur la capacité de C_3 et la fréquence de résonance est plus stable et plus précise. Voilà pourquoi vous verrez parfois un oscillateur Clapp.

21.5.4 L'oscillateur à cristal

Lorsque précision et stabilité de la fréquence d'oscillation sont des critères importants, on utilise un **oscillateur à cristal de quartz**. Sur la figure 21.24, le signal de réaction provient d'une prise capacitive. Comme nous le verrons dans le paragraphe suivant, le cristal (*Xtal* en abrégé) se comporte comme une grande inductance en série avec

une petite capacité (identique à l'oscillateur Clapp). Par conséquent, la fréquence de résonance ne dépend presque plus du transistor et des capacités parasites.

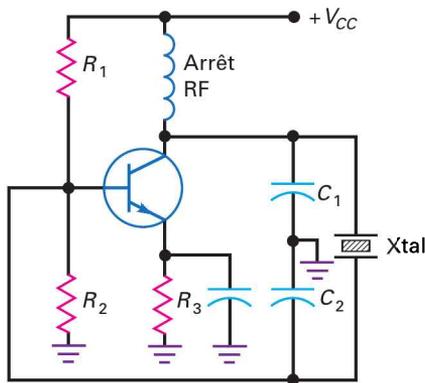


Figure 21.24
Oscillateur à cristal.

Question 21.4

||| Multisim

Si, dans la figure 21.20, 50 pF sont ajoutés en série avec l'inductance 15 μH , le circuit devient un oscillateur Clapp. Quelle est la fréquence des oscillations ?

Réponse On calcule la capacité équivalente avec la relation (21.17) :

$$C = \frac{1}{1/0,001 \mu\text{F} + 1/0,01 \mu\text{F} + 1/50 \text{ pF}} \approx 50 \text{ pF}$$

Remarquez comme la grandeur 1/50 pF balaye les autres valeurs, car 50 pF c'est beaucoup plus petit que les autres capacités. La fréquence des oscillations est :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15 \mu\text{H})(50 \text{ pF})}} = 5,81 \text{ MHz}$$

21.4 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 21.4 en remplaçant la capacité de 50 pF par une capacité de 120 pF.

21.6 Le cristal de quartz

L'oscillateur à cristal est la solution naturelle lorsque la fréquence des oscillations doit être stable et précise. Les montres électroniques et les autres mesures précises du temps utilisent des oscillateurs à cristal car ils donnent une fréquence d'horloge précise.

21.6.1 L'effet piézoélectrique

Certains cristaux naturels présentent l'**effet piézoélectrique**. Lorsque vous leur appliquez une tension AC, ils vibrent à la fréquence de cette tension. Inversement, si vous les forcez à vibrer mécaniquement, ils engendrent une tension AC à la même fréquence. Les principales substances qui présentent l'effet piézoélectrique sont le quartz, le sel de Rochelle (sel de Seignette) et la tourmaline.

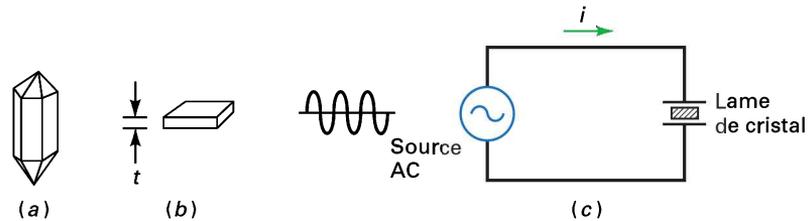
Le sel de Rochelle est le plus piézoélectrique. Pour une tension AC donnée, il vibre plus que le quartz et la tourmaline. Mécaniquement, il est le plus fragile, il casse facilement. Le sel de Rochelle a été utilisé pour réaliser des microphones, des pointes de phonographe, des écouteurs et des haut-parleurs. La tourmaline présente la piézoélectricité la plus faible mais elle est la plus dure des trois. Elle est aussi très chère et on l'utilise occasionnellement aux très hautes fréquences.

Le quartz offre un compromis entre la piézoélectricité du sel de Rochelle et la dureté de la tourmaline. Il est très employé dans les filtres et les oscillateurs RF car il est peu cher et très répandu dans la nature.

21.6.2 La lame de cristal

La forme naturelle du cristal de quartz est un prisme hexagonal avec des extrémités pyramidales (figure 21.25a). Pour obtenir un cristal utilisable, le fabricant découpe des lames rectangulaires. La figure 21.25b représente une lame d'épaisseur t . Le nombre de lames obtenues dans un cristal naturel dépend de l'épaisseur choisie et de l'angle de découpe.

Figure 21.25
(a) Cristal de quartz naturel ;
(b) lame ;
(c) courant d'entrée maximal à la résonance.



En électronique, la lame cristalline est montée entre deux plaques métalliques, comme le montre la figure 21.25c. Dans ce montage, les vibrations du cristal dépendent de la fréquence de la tension AC appliquée. La fréquence de résonance est obtenue quand les vibrations du cristal sont maximales, on la détermine en faisant varier la fréquence de la source. L'énergie de la vibration étant fournie par la source AC, le courant AC est maximal à chaque fréquence de résonance.

21.6.3 Fréquence fondamentale et harmoniques

La plupart du temps, le cristal est découpé et monté pour vibrer facilement à ses fréquences de résonance, généralement la **fréquence fondamentale**, c'est la plus petite de ses fréquences. Les fréquences de résonance supérieures sont les *harmoniques*, elles sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale. Un cristal de fréquence fondamentale 1 MHz possède un premier harmonique à environ 2 MHz, un deuxième harmonique à 3 MHz, etc.

L'expression de la fréquence fondamentale d'un cristal est :

$$f = \frac{K}{t} \quad (21.19)$$

avec K une constante et t l'épaisseur du cristal. Selon cette formule, la fréquence fondamentale est inversement proportionnelle à l'épaisseur, il existe donc une limite supérieure pour cette fréquence. Plus le cristal est mince, plus il devient fragile et plus il casse facilement en vibrant.

Les fréquences fondamentales des cristaux de quartz peuvent atteindre 10 MHz. Pour dépasser cette limite, on peut faire vibrer le cristal sur ses harmoniques ; on peut ainsi atteindre 100 MHz. Pour les fréquences les plus élevées, on utilise parfois la tourmaline, plus chère mais plus résistante.

21.6.4 Circuit équivalent AC

Pourquoi le cristal ressemble-t-il à une source alternative ? Lorsque le cristal de la figure 21.26a ne vibre pas, il est équivalent à une capacité C_m car il comporte deux disques métalliques séparés par un diélectrique. Cette capacité porte le nom de **capacité des armatures**.

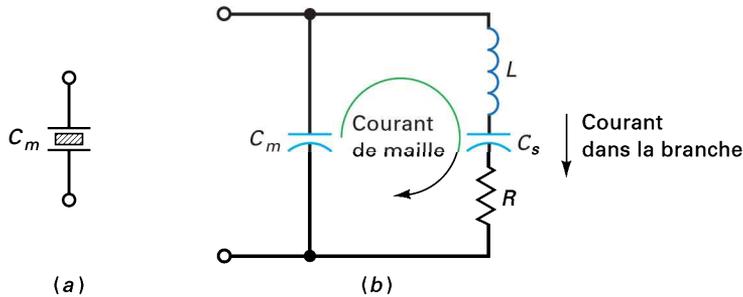


Figure 21.26
(a) Capacité des armatures ;
(b) circuit équivalent AC
d'un cristal en vibration.

Lorsque le cristal vibre, il se comporte comme un circuit accordé. La figure 21.26b représente le circuit équivalent AC d'un cristal vibrant à sa fréquence fondamentale. Les ordres de grandeur classiques sont L en henrys, C_s en fraction de picofarads, R en centaines d'ohms et C_m en picofarads. Par exemple, un cristal typique présente les valeurs suivantes :

$$L = 3 \text{ H} \quad C_s = 0,05 \text{ pF} \quad R = 2 \text{ k}\Omega \quad C_m = 10 \text{ pF}$$

Ces cristaux possèdent un coefficient de qualité Q incroyablement élevé. Pour les valeurs précédentes, Q atteint presque 4 000. Il peut dans d'autres cas dépasser facilement 10 000. Ces valeurs expliquent la stabilité de la fréquence de résonance des oscillateurs à cristaux. La preuve est fournie par l'expression exacte de la fréquence de résonance :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 + 1}}$$

Lorsque Q tend vers l'infini, la fréquence de résonance tend vers sa valeur idéale fixée par les valeurs de L et C qui sont précises dans un cristal. En comparaison, les valeurs de L et C de l'oscillateur Colpitts ont une tolérance plus grande, ce qui entraîne une fréquence moins précise.

21.6.5 Résonance série et résonance parallèle

La **fréquence de résonance série** f_s du cristal est la fréquence de résonance de la branche LCR (figure 21.26b). Dans ces conditions, le *courant dans la branche* est

maximal car L résonne avec C_s . L'expression de cette fréquence de résonance série est :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \quad (21.20)$$

La **fréquence de résonance parallèle** f_p du cristal est la fréquence pour laquelle le courant dans la boucle (figure 21.26b) atteint sa valeur maximale. Or celui-ci traverse les capacités C_s et C_m en série, le circuit résonant parallèle possède donc une capacité équivalente :

$$C_p = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s} \quad (21.21)$$

Et la fréquence de résonance parallèle vaut :

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}} \quad (21.22)$$

Dans tout cristal, la capacité C_s est beaucoup plus petite que la capacité C_m ; donc la fréquence de résonance parallèle f_p est légèrement plus haute que la fréquence de résonance série f_s . Dans le schéma équivalent AC du cristal (figure 21.27), les capacités supplémentaires du montage se retrouvent en parallèle avec la capacité C_m . Par conséquent, la fréquence d'oscillation se situe entre f_s et f_p .

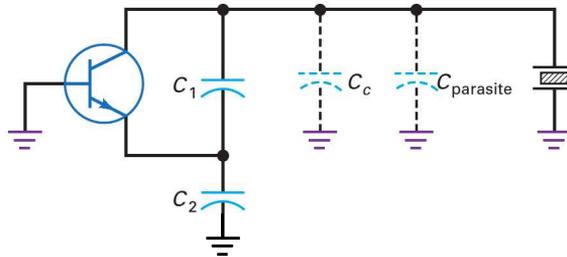


Figure 21.27
Capacité parasite en parallèle avec la capacité de montage.

21.6.6 Stabilité du cristal

La fréquence de tout oscillateur change légèrement avec le temps. Cette *dérive* est produite par la température, le vieillissement et d'autres facteurs. Dans les oscillateurs à cristaux, la dérive de la fréquence est très faible, typiquement inférieure à un millionième (10^{-6}) par jour. Une telle stabilité est importante dans les montres électroniques car elles utilisent un oscillateur à quartz comme dispositif de référence de temps.

En mettant l'oscillateur à cristal dans une enceinte à température régulée, la dérive en fréquence devient inférieure à un dix milliardième (10^{-10}). Une horloge avec une telle dérive gagne ou perd une seconde en 300 ans. Cette stabilité est nécessaire dans les standards de fréquence ou de temps.

21.6.7 Oscillateurs à cristal

La figure 21.28a représente un oscillateur Colpitts à cristal. Le diviseur de tension capacitif donne la tension de réaction pour la base du transistor. Le cristal se comporte comme une inductance qui résonne avec les condensateurs C_1 et C_2 .

La fréquence d'oscillation se situe entre la fréquence de résonance série et la fréquence de résonance parallèle du cristal.

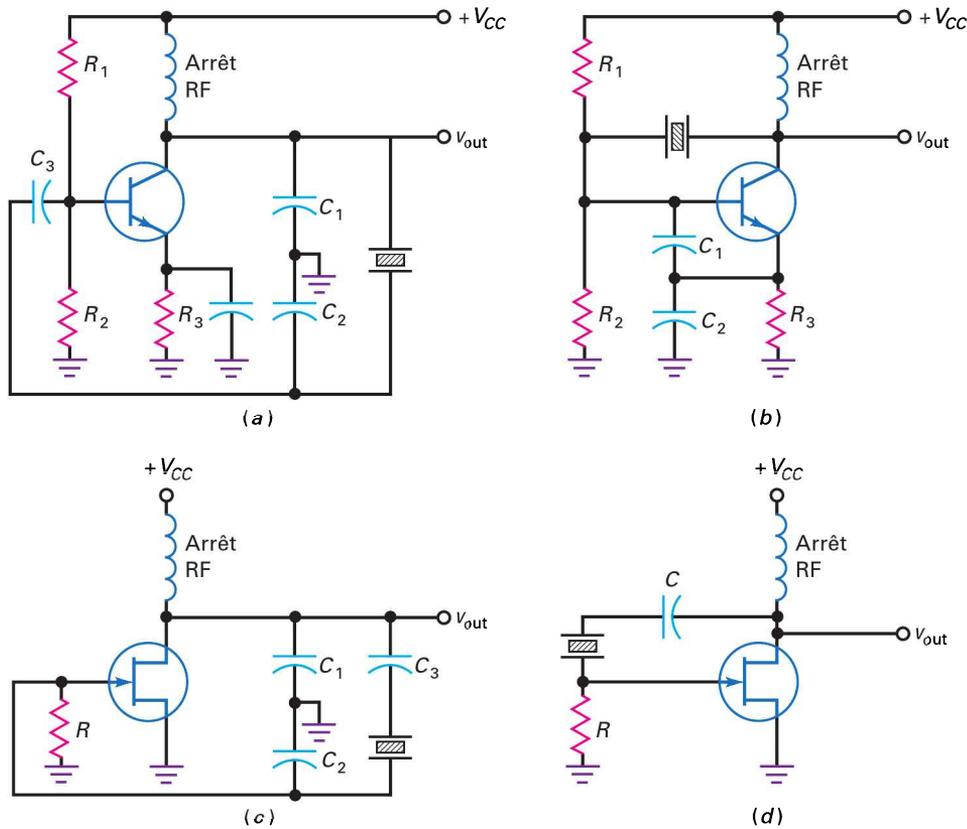


Figure 21.28
Oscillateurs à cristal :
(a) Colpitts ;
(b) Colpitts modifié ;
(c) Clapp ;
(d) Pierce.

La figure 21.28*b* représente une variante de l'oscillateur Colpitts à cristal. Le signal de réaction est appliqué sur l'émetteur au lieu de la base. Cette modification permet un fonctionnement à des fréquences de résonance plus hautes.

La figure 21.28*c* illustre un oscillateur Clapp à JFET. Le but est d'améliorer la stabilité de la fréquence en réduisant les effets des capacités parasites. La figure 21.28*d* est un montage appelé **oscillateur Pierce à cristal** dont la principale qualité est la simplicité.

Question 21.5

Un cristal possède les valeurs suivantes : $L = 3 \text{ H}$; $C_s = 0,05 \text{ pF}$; $R = 2 \text{ k}\Omega$; $C_m = 10 \text{ pF}$. Quelles sont les fréquences de résonance série et parallèle du cristal ?

Réponse La relation (21.20) donne la fréquence de résonance série :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3 \text{ H})(0,05 \text{ pF})}} = 411 \text{ kHz}$$

La relation (21.21) permet d'évaluer la capacité parallèle équivalente :

$$C_p = \frac{(10 \text{ pF})(0,05 \text{ pF})}{10 \text{ pF} + 0,05 \text{ pF}} = 0,0498 \text{ pF}$$

La relation (21.22) donne la fréquence de résonance parallèle :

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3 \text{ H})(0,0498 \text{ pF})}} = 412 \text{ kHz}$$

Nous pouvons constater que les fréquences de résonance série et parallèle sont très proches. Ce cristal utilisé dans un oscillateur donnera une fréquence d'oscillation comprise entre 411 kHz et 412 kHz.

21.5 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 21.5 avec $C_s = 0,1 \text{ pF}$ et $C_m = 15 \text{ pF}$.

L'encart *À retenir* 21.1 présente les caractéristiques comparatives des principaux oscillateurs RC et LC.

À RETENIR 21.1 – Oscillateurs

Type	Caractéristiques
Oscillateurs RC	
Pont de Wien	<ul style="list-style-type: none"> • Utilise un circuit d'avance retard • Besoin d'une résistance variable pour le réglage • Faible distorsion en sortie dans la plage 5 Hz – 1 MHz (bande passante limitée) • $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Double T	<ul style="list-style-type: none"> • Utilise un filtre réjecteur • Fonctionne bien à une seule fréquence • Difficile à ajuster sur une grande plage de fréquences • $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
À déphasage	<ul style="list-style-type: none"> • Utilise 3 ou 4 circuits d'avance ou de retard • Ne peut pas être ajusté sur une grande plage de fréquences
Oscillateurs LC	
Colpitts	<ul style="list-style-type: none"> • Utilise un diviseur capacitif à deux condensateurs • $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ • Très utilisé
Armstrong	<ul style="list-style-type: none"> • Utilise un transformateur de réaction • Pas très utilisé • $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

À RETENIR 21.1 – Oscillateurs (suite)

Type	Caractéristiques
Oscillateurs LC	
Hartley	<ul style="list-style-type: none"> Utilise un diviseur inductif à deux inductances $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Clapp	<ul style="list-style-type: none"> Utilise un diviseur capacitif à deux condensateurs et un condensateur en série avec l'inductance Signal de sortie stable et précis $C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}$ $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
À cristal	<ul style="list-style-type: none"> Utilise un cristal de quartz Très précis et stable $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}}$ $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$

21.7 Le temporisateur 555

Le CI NE555 (ou LM555, CA555, MC1455) est un *temporisateur (timer) intégré*, un circuit possédant deux modes de fonctionnement : **monostable** (un état stable) ou **astable** (sans état stable). En monostable, il donne des retards temporels précis de une microseconde à plusieurs heures. En astable, il engendre des signaux rectangulaires dont le coefficient de remplissage (facteur de forme) est variable.

21.7.1 Le fonctionnement monostable

La figure 21.29 illustre le fonctionnement en monostable. Initialement, le temporisateur 555 présente une tension de sortie au niveau bas et peut la garder indéfiniment. Lorsqu'il reçoit à un instant *A* une *impulsion de déclenchement*, sa tension de sortie bascule du niveau bas au niveau haut. Elle reste à ce niveau haut puis retourne au niveau bas après une durée *W*. La sortie reste à ce niveau bas jusqu'à l'arrivée d'une nouvelle impulsion de basculement.

Un **multivibrateur** est un circuit à deux états qui possède zéro, un ou deux niveaux de sortie stables. Lorsque le 555 est utilisé en monostable, on le nomme

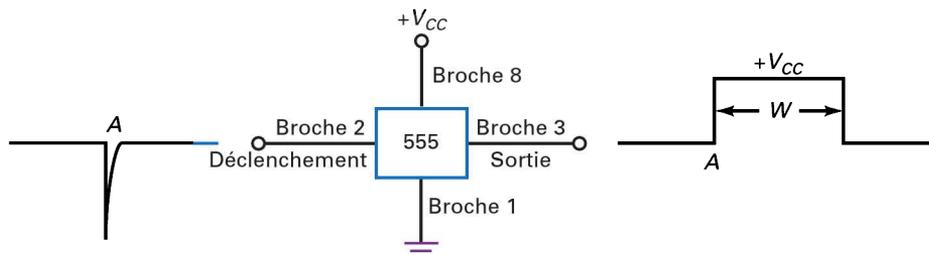


Figure 21.29
Le temporisateur 555 utilisé en monostable (multivibrateur un coup).

parfois *multivibrateur monostable* car il possède un seul état stable. En effet, sa sortie reste au niveau bas jusqu'à ce qu'il reçoive une impulsion de basculement qui met temporairement la sortie au niveau haut. Ce niveau haut n'est pas stable car la sortie retourne au niveau bas quand la durée W du créneau est achevée.

On donne aussi au 555 fonctionnant en monostable le nom de *multivibrateur un coup* car il donne un seul créneau à la sortie pour une impulsion de déclenchement. La durée de ce créneau de sortie est déterminée par une résistance et un condensateur extérieurs.

Le temporisateur 555 est un CI à 8 broches, la figure 21.29 en montre 4. La broche 1 est reliée à la masse et la broche 8 à une alimentation de tension positive. Le 555 peut fonctionner avec toute alimentation positive comprise entre +4,5 V et +18 V. La broche 2 reçoit le signal de déclenchement et la broche 3 fournit la sortie. Les autres broches non représentées sont connectées aux composants extérieurs qui imposent la largeur de l'impulsion de sortie.

21.7.2 Le fonctionnement astable

Le temporisateur 555 peut aussi être configuré en *multivibrateur astable*. Utilisé comme cela, il ne possède pas d'état stable, ce qui veut dire qu'il ne peut rester indéfiniment dans le même état. Autrement dit, en astable, il oscille et il engendre un signal de sortie rectangulaire.

La figure 21.30 illustre le 555 en astable. On voit que la sortie est une suite d'impulsions rectangulaires. Or aucune impulsion de déclenchement n'est nécessaire sur l'entrée, c'est pour cela que l'on nomme le 555 dans ce mode de fonctionnement *multivibrateur libre*.

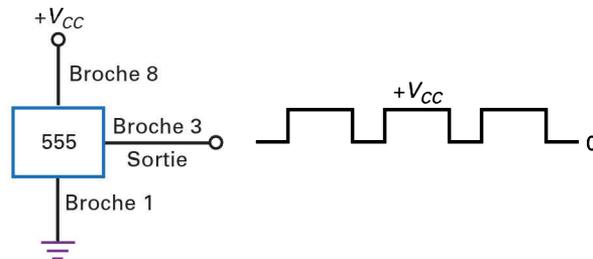


Figure 21.30
Le temporisateur 555 en astable (libre).

21.7.3 Schéma fonctionnel

Le schéma du temporisateur 555 est complexe car il comporte environ deux douzaines de composants tels que diodes, miroirs de courant, transistors et leurs connexions. La figure 21.31 représente un schéma fonctionnel du 555, il met en évidence toutes les idées fondamentales nécessaires pour notre étude.

Nous voyons d'après la figure 21.31 que le temporisateur comporte un diviseur de tension, deux comparateurs, une bascule RS et un transistor *npn*. Le diviseur de tension a trois résistances identiques, donc le point de déclenchement du comparateur supérieur se situe à :

$$PDS = \frac{2V_{CC}}{3} \quad (21.23)$$

Le point de déclenchement du comparateur inférieur est à :

$$PDI = \frac{V_{CC}}{3} \quad (21.24)$$

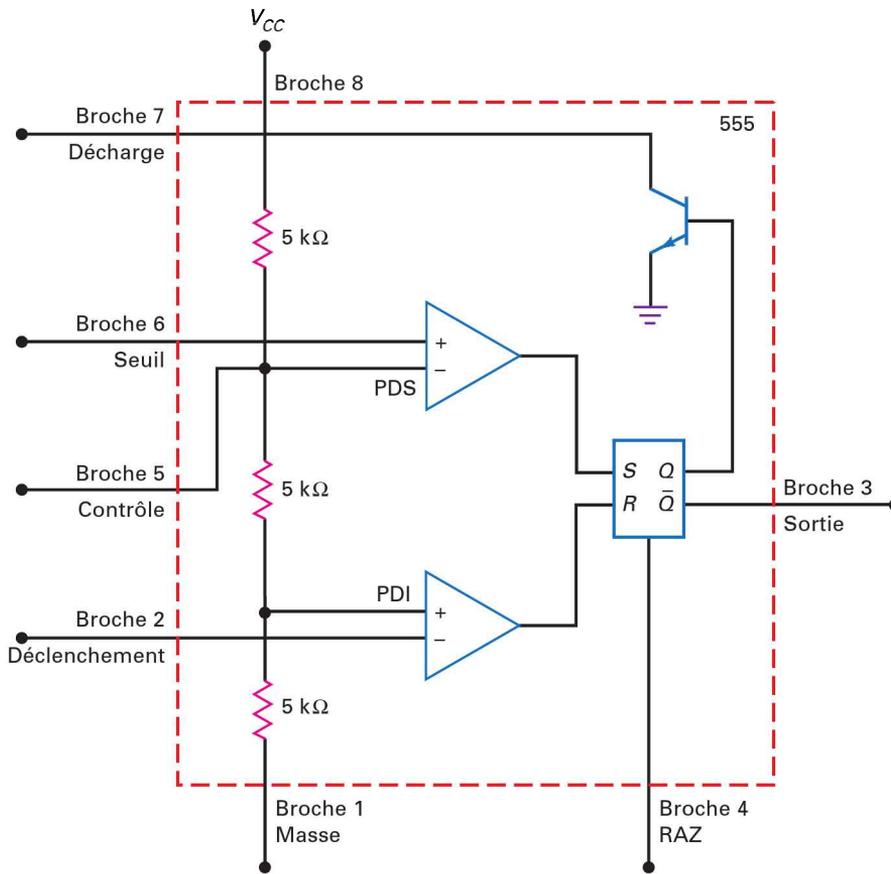


Figure 21.31
Schéma fonctionnel simplifié
du temporisateur 555.

Sur la figure 21.31, la broche 6 est reliée au comparateur supérieur. La tension sur cette broche s'appelle le *seuil*, elle est fournie par des composants extérieurs non représentés. Lorsque cette *tension de seuil* est supérieure au PDS, le comparateur supérieur a sa sortie au niveau haut.

La broche 2 est reliée au comparateur inférieur. La tension sur la broche 2 est appelée *déclenchement*. C'est elle qui est utilisée dans le fonctionnement du temporisateur 555 en monostable. Quand ce dernier est inactif, cette tension est au niveau haut. Si elle descend au-dessous du PDI, le comparateur inférieur a sa tension de sortie au niveau haut.

La broche 4 sert à remettre à zéro la tension de sortie. La broche 5 est utilisée pour contrôler la fréquence de sortie quand le temporisateur 555 fonctionne en astable. Dans beaucoup d'applications, on inactive deux broches de la manière suivante : la 4 est reliée à $+V_{CC}$ et la 5 est dérivée à la masse par un condensateur. Bientôt, nous allons voir l'utilité des broches 4 et 5 dans des montages plus complexes.

21.7.4 La bascule RS

Avant de pouvoir comprendre le fonctionnement du temporisateur 555, il faut étudier l'action du bloc contenant S , R , Q et \bar{Q} . Ce circuit présente deux états stables et s'appelle *bascule RS*.

La figure 21.32 illustre l'architecture de ce circuit, l'un des transistors est saturé pendant que l'autre est bloqué. Par exemple, lorsque le transistor droit est

à la saturation, sa tension collecteur est approximativement nulle. Cela entraîne l'absence de courant dans la base du transistor gauche. Ce dernier est bloqué, il présente une tension collecteur importante, et celle-ci provoque un fort courant dans la base du transistor droit qui reste saturé.

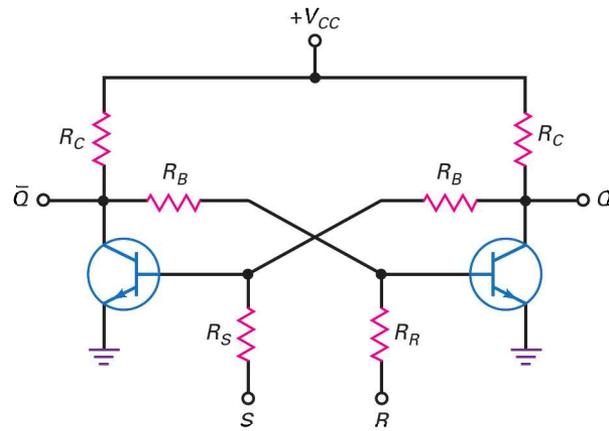


Figure 21.32
Bascule RS à transistors.

La bascule RS possède deux sorties, Q et \bar{Q} . Il y a deux états possibles pour ces sorties : soit le niveau haut, soit le niveau bas. De plus, elles sont toujours dans des états opposés : si Q est au niveau bas, \bar{Q} est au niveau haut, ou inversement si Q est au niveau haut, \bar{Q} est au niveau bas. Pour cette raison, \bar{Q} s'appelle le *complément de Q* , et la barre supérieure de \bar{Q} indique le complément de Q .

Le contrôle des états de sortie s'effectue par les entrées S et R . En appliquant une forte tension positive sur l'entrée S , nous saturons le transistor gauche, ce qui bloque le transistor droit. Dans ce cas, Q est au niveau haut et \bar{Q} au niveau bas. Le signal d'entrée sur S peut être enlevé, car le transistor gauche saturé maintient le transistor droit au blocage.

De la même manière, une forte tension positive sur l'entrée R sature le transistor droit et amène le transistor gauche au blocage. Dans ces conditions, Q est au niveau bas et \bar{Q} au niveau haut. Après ce basculement, nous pouvons enlever le niveau haut sur R , il n'est plus nécessaire.

Comme le circuit reste stable dans l'un ou l'autre état, il est parfois appelé **multivibrateur bistable**. Il se cale sur l'un des deux états. Un niveau haut sur S force Q à se mettre au niveau haut, et un niveau haut sur R force Q au niveau bas. La sortie Q reste dans le même état jusqu'à ce qu'elle soit basculée dans l'autre état.

Incidemment, l'entrée S (*set*) est appelée *entrée mise à 1* car elle place la sortie Q au niveau haut, l'entrée R (*reset*) est appelée *entrée remise à 0* car elle place la sortie Q au niveau bas.

21.7.5 Fonctionnement du temporisateur 555 en monostable

La figure 21.33 représente le temporisateur 555 monté pour le fonctionnement en monostable. Le circuit comporte une résistance R et un condensateur C extérieurs. La tension sur le condensateur sert de tension seuil sur la broche 6. Lorsque le déclenchement survient sur la broche 2, le circuit donne une impulsion rectangulaire sur la broche 3.

Voici le principe de fonctionnement. Au départ, la sortie Q de la bascule RS est au niveau haut, cela sature le transistor et met le condensateur C à la masse. Le circuit reste dans cet état jusqu'à l'arrivée du déclenchement. Le diviseur de

tension donne les valeurs des points de déclenchement que nous avons étudiées précédemment : $PDS = 2V_{CC}/3$ et $PDI = V_{CC}/3$.

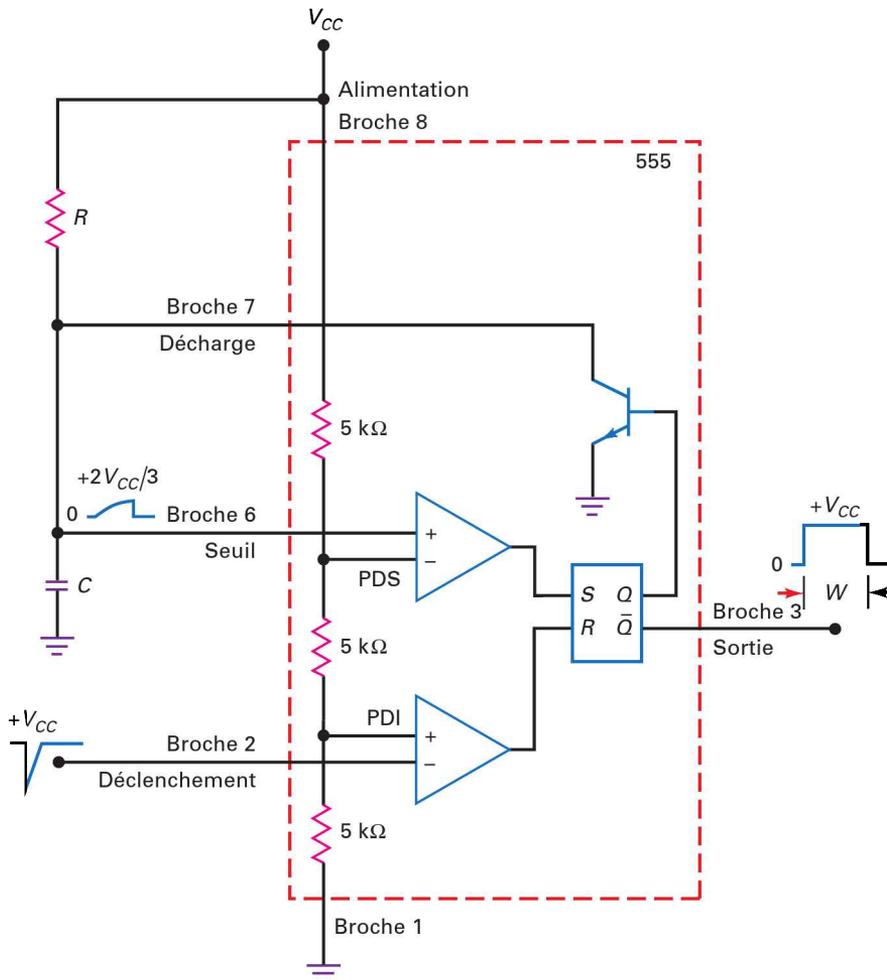


Figure 21.33
Temporisateur 555
monté en monostable.

Lorsque l'entrée de déclenchement passe légèrement au-dessous de $V_{CC}/3$, le comparateur inférieur initialise la bascule. Q passe au niveau bas, le transistor se bloque, autorisant la charge du condensateur, et à cet instant \bar{Q} se met au niveau haut. Maintenant, le condensateur C se charge exponentiellement, comme c'est indiqué sur la figure. Lorsque la tension sur C devient très légèrement supérieure à $2V_{CC}/3$, le comparateur supérieur positionne la bascule, la sortie Q au niveau haut sature le transistor qui décharge le condensateur C presque instantanément. Au même moment, \bar{Q} retourne au niveau bas et l'impulsion se termine. \bar{Q} reste dans cet état jusqu'à l'arrivée d'un nouveau déclenchement.

La sortie complémentaire \bar{Q} est reliée à la broche 3. La largeur de l'impulsion dépend de la durée de la charge du condensateur C à travers la résistance R . Plus la constante de temps est importante, plus il faudra de temps à la tension de la capacité pour atteindre la valeur $2V_{CC}/3$. En une constante de temps, la capacité se charge à 63,2 % de V_{CC} . Comme $2V_{CC}/3$ vaut 66,7 % de V_{CC} , il faut un peu plus d'une constante de temps pour que la tension sur le condensateur atteigne $2V_{CC}/3$. La

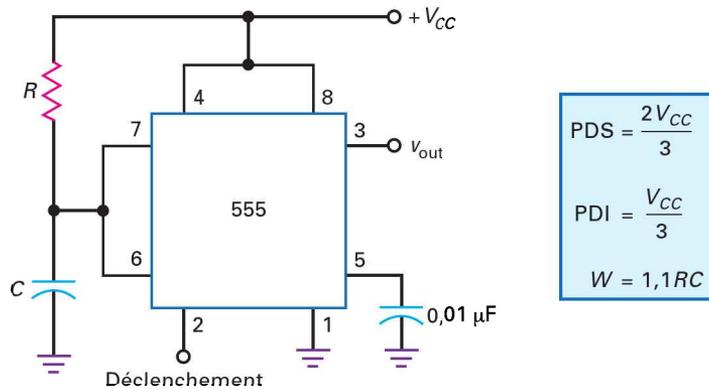


Figure 21.34
Circuit monostable.

résolution de l'équation de la charge d'une capacité C à travers une résistance R permet de trouver l'expression de la largeur de l'impulsion :

$$W = 1,1RC \quad (21.25)$$

La figure 21.34 montre le montage du 555 en circuit monostable comme on le voit classiquement. Seuls les broches et les composants extérieurs sont représentés. Remarquez la broche 4 reliée à $+V_{CC}$, cela permet d'éliminer l'influence de cette broche. Dans certaines applications, elle peut être mise temporairement à la masse dans le but de suspendre le fonctionnement. Lorsqu'elle retourne au niveau haut, le fonctionnement reprend. Une étude ultérieure expliquera ce mode de réinitialisation plus en détail.

La broche 5 (commande) est une entrée particulière pour modifier le point de déclenchement supérieur, ce qui change la largeur de l'impulsion. Plus tard, nous allons étudier la *modulation d'impulsions en largeur* dans laquelle une tension appliquée sur la broche 5 contrôle la largeur des impulsions. Actuellement, la broche 5 est reliée à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur. Par ce couplage AC à la masse, on élimine toute influence des parasites électromagnétiques sur le fonctionnement du temporisateur 555.

Pour résumer, le temporisateur 555 engendre une impulsion dont la largeur est déterminée par une résistance R et un condensateur C extérieurs. L'impulsion commence avec le front antérieur de l'impulsion de déclenchement. Le fonctionnement en monostable possède de nombreuses applications dans les circuits numériques et les circuits de commutation.

||| Multisim

Question 21.6

Sur la figure 21.34, $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R = 33 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,47 \text{ }\mu\text{F}$. Quelle est la tension de déclenchement minimale pour obtenir une impulsion à la sortie ? Quelle est la tension maximale sur la capacité ? Quelle est la largeur de l'impulsion de sortie ?

Réponse Selon les indications de la figure 21.33, le comparateur inférieur présente un point de déclenchement PDI. Donc l'entrée de déclenchement sur la broche 2 doit descendre de $+V_{CC}$ à une valeur légèrement inférieure à PDI. Selon les relations de la figure 21.34 :

$$\text{PDI} = \frac{12 \text{ V}}{3} = 4 \text{ V}$$

Après l'arrivée d'une impulsion de déclenchement, le condensateur se charge et sa tension passe de 0 V à PDS qui est :

$$PDS = \frac{2(12 \text{ V})}{3} = 8 \text{ V}$$

La largeur de l'impulsion à la sortie du monostable est :

$$W = 1,1(33 \text{ k}\Omega)(0,47 \text{ }\mu\text{F}) = 17,1 \text{ ms}$$

Cela signifie que le front descendant de l'impulsion de sortie intervient 17,1 ms après l'arrivée de l'impulsion de déclenchement. Vous pouvez considérer ces 17,1 ms comme un temps de retard, car le front descendant de l'impulsion de sortie peut servir de déclenchement d'un autre circuit.

21.6 Avez-vous compris ? Sur la figure 21.34, changer V_{CC} à v, R à 100 k Ω et refaire l'exercice 21.6.

Question 21.7

Quelle est la largeur de l'impulsion sur la figure 21.34 si $R = 10 \text{ M}\Omega$ et $C = 470 \text{ }\mu\text{F}$?

Réponse

$$W = 1,1(10 \text{ M}\Omega)(470 \text{ }\mu\text{F}) = 5170 \text{ s} = 86,2 \text{ minutes} = 1,44 \text{ heure}$$

Ici, nous avons une largeur d'impulsion de plus d'une heure. Le front descendant de l'impulsion de sortie intervient avec un temps de retard de 1,44 heure.

21.8 Fonctionnement du temporisateur 555 en astable

Créer des temps de retard allant de la microseconde jusqu'à l'heure est particulièrement utile dans beaucoup d'applications. Le temporisateur 555 peut aussi fonctionner en multivibrateur astable ou multivibrateur libre. Dans ce cas, il nécessite deux résistances extérieures et un condensateur pour fixer la fréquence des oscillations.

21.8.1 Fonctionnement en astable

La figure 21.35 illustre le montage du temporisateur 555 pour un fonctionnement en astable. Les points de déclenchement sont les mêmes que pour le fonctionnement en monostable :

$$PDS = \frac{2V_{CC}}{3}$$

$$PDI = \frac{V_{CC}}{3}$$

Lorsque la broche Q est au niveau bas, le transistor est bloqué et le condensateur se charge à travers la résistance totale :

$$R = R_1 + R_2$$

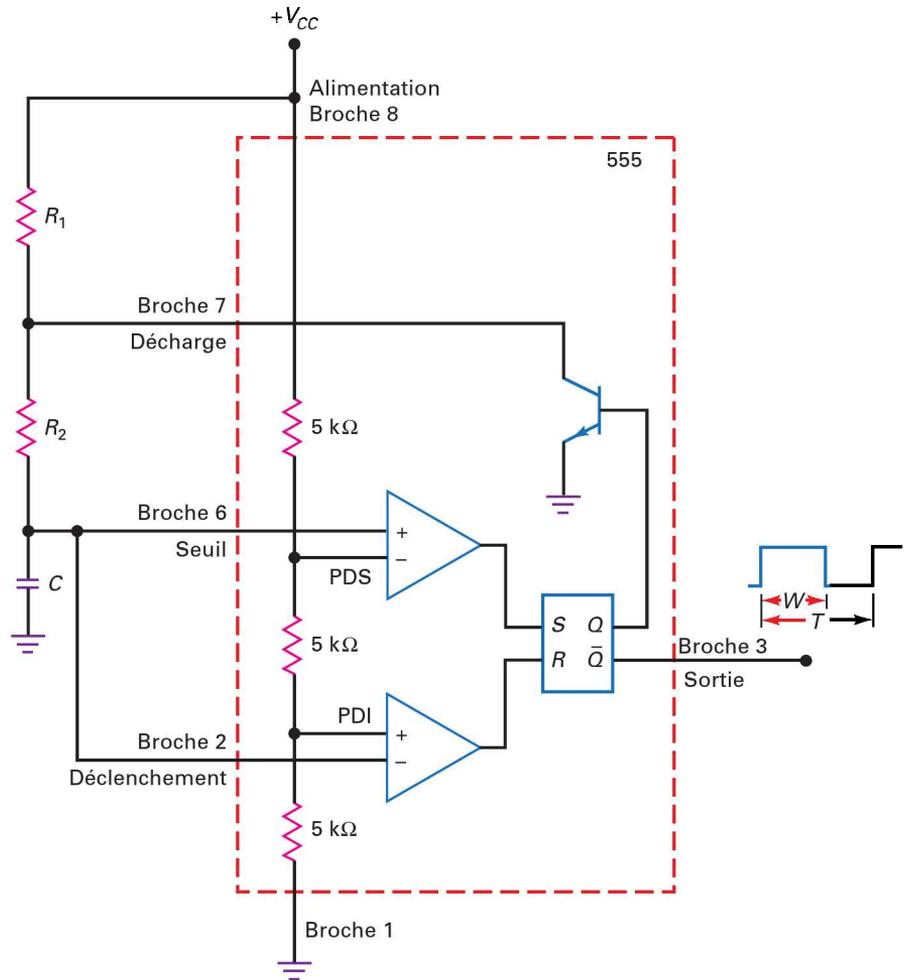


Figure 21.35
Montage du 555 en astable.

Par conséquent, la constante de temps de la charge est $(R_1 + R_2)C$. Le condensateur se charge et la tension seuil (broche 6) augmente.

Finalement, la tension de seuil dépasse la valeur $+2V_{CC}/3$ et le comparateur supérieur met la bascule sur le niveau haut. Avec la sortie Q au niveau haut, le transistor se sature et ramène la broche 7 à la masse. Maintenant, le condensateur se décharge à travers la résistance R_2 avec une constante de temps R_2C . Lorsque la tension sur le condensateur descend légèrement au-dessous de la valeur $V_{CC}/3$, le comparateur inférieur met la bascule au niveau bas.

La figure 21.36 représente la forme des signaux. Le condensateur présente des montées et des descentes exponentielles de la tension à ses bornes entre les valeurs PDS et PDI. La sortie est un signal rectangulaire qui bascule entre 0 et $+V_{CC}$. Puisque la constante de temps de la charge est plus importante que la constante de temps de la décharge, la sortie n'est pas symétrique. Le coefficient de remplissage varie entre 50 % et 100 % selon les valeurs des résistances R_1 et R_2 .

En analysant les équations de la charge et de la décharge, nous obtenons les expressions suivantes. La largeur de l'impulsion de sortie est :

$$W = 0,693(R_1 + R_2)C \quad (21.26)$$

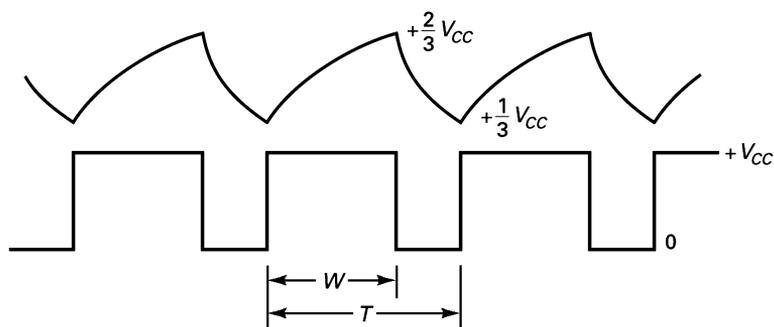


Figure 21.36
Forme d'onde de la tension sur le condensateur et de la tension de sortie en fonctionnement en astable.

La période du signal de sortie vaut :

$$T = 0,693(R_1 + 2R_2)C \quad (21.27)$$

La fréquence est l'inverse de la période :

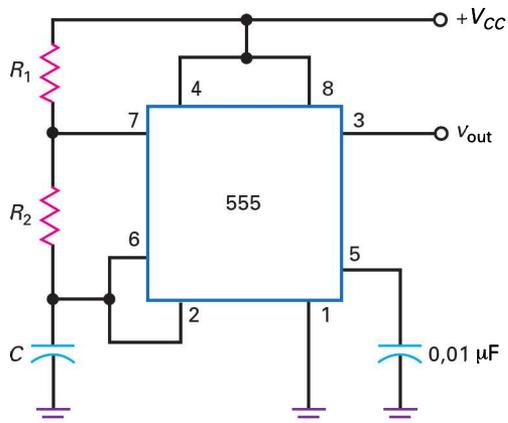
$$f = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C} \quad (21.28)$$

Le rapport de la largeur de l'impulsion par sa période donne le coefficient de remplissage :

$$D = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (21.29)$$

Avec la résistance R_1 beaucoup plus petite que la résistance R_2 , le coefficient de remplissage approche 50 %. Inversement, avec R_1 beaucoup plus grande que R_2 , ce dernier tend vers 100 %.

La figure 21.37 donne le schéma de principe du montage usuel du temporisateur 555 en multivibrateur astable. Remarquez la liaison de la broche 4 à l'alimentation de tension et le découplage à la masse de la broche 5 par un condensateur de capacité 0,01 μF .



$$\begin{aligned} W &= 0,693(R_1 + R_2)C \\ T &= 0,693(R_1 + 2R_2)C \\ f &= \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C} \\ D &= \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \end{aligned}$$

Figure 21.37
Temporisateur 555 monté en multivibrateur astable.

Le circuit de la figure 21.37 peut être modifié de façon à ce que le coefficient de remplissage soit inférieur à 50 %. En plaçant une diode en parallèle avec R_2 (en

connectant l'anode à la broche 7), le condensateur C se charge à travers R_1 via la diode, et se décharge à travers R_2 . Ainsi, le coefficient de remplissage devient :

$$D = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (21.30)$$

21.8.2 Fonctionnement en VCO

La figure 21.38a montre une autre application du temporisateur 555, l'**oscillateur commandé en tension** (VCO, *Voltage-Controlled Oscillator*). Ce montage est parfois nommé **convertisseur tension-fréquence** car une tension d'entrée fait varier une fréquence de sortie.

Voici comment fonctionne le circuit. Rappelons que la broche 5 est reliée à l'entrée inverseuse du comparateur supérieur (figure 21.31). Normalement, elle est reliée à la masse par un condensateur, de telle sorte que le point de déclenchement supérieur (PDS) soit à la valeur $+2V_{CC}/3$. Par contre, sur la figure 21.38a, une tension de contrôle V_{con} provenant d'un potentiomètre extérieur se superpose à la tension interne, c'est-à-dire que $PDS = V_{con}$. En ajustant le potentiomètre, nous pouvons faire varier la valeur de PDS entre zéro et V_{CC} .

La figure 21.38b illustre la forme de la tension sur le condensateur. Remarquons la valeur minimale de cette tension $+V_{con}/2$ et sa valeur maximale $+V_{con}$. En augmentant V_{con} , nous allongeons la durée de la charge et de la décharge du condensateur. Une augmentation de la tension de contrôle V_{con} augmente la durée de la charge, ce qui provoque une diminution de la fréquence. En conclusion, nous pouvons faire varier la fréquence du circuit en modifiant la tension de contrôle. Accessoirement, la commande de la tension peut être faite par un potentiomètre comme sur la figure, mais aussi par un circuit à transistor, un ampli op ou tout autre composant.

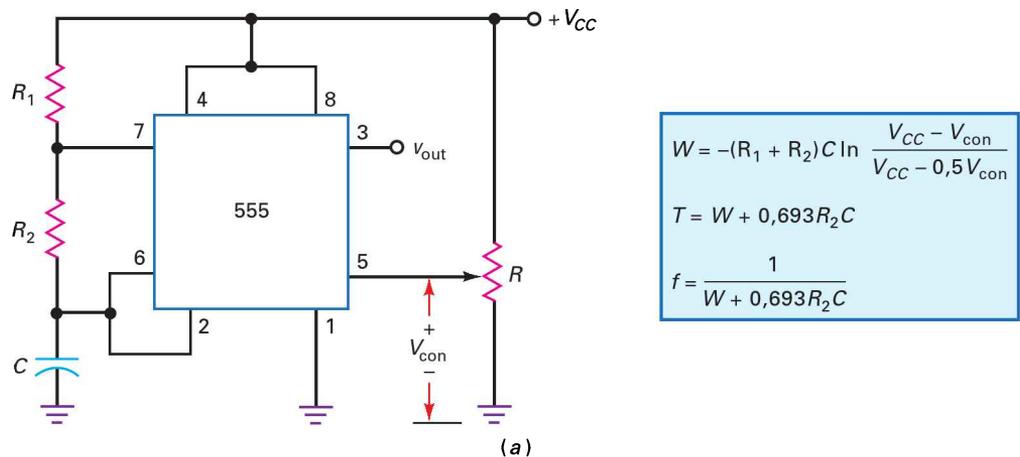
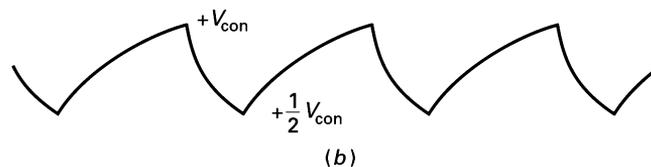


Figure 21.38
 (a) Oscillateur commandé en tension ;
 (b) forme d'onde de la tension sur le condensateur.



L'analyse de la charge et de la décharge du condensateur mène à l'expression suivante :

$$W = -(R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - V_{con}}{V_{CC} - 0,5V_{con}} \quad (21.31)$$

L'utilisation de cette relation nécessite l'emploi des **logarithmes naturels**, qui sont les logarithmes de base e . Si vous possédez une calculatrice scientifique, cherchez la fonction \ln . La période est donnée par :

$$T = W + 0,693 R_2 C \quad (21.32)$$

La fréquence est donc :

$$f = \frac{1}{W + 0,693 R_2 C} \quad (21.33)$$

Question 21.8

||| Multisim

Le temporisateur 555 de la figure 21.37 a $R_1 = 75 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$ et $C = 47 \text{ nF}$. Quelle est la fréquence du signal de sortie ? Que vaut le coefficient de remplissage ?

Réponse Avec la relation donnée sur la figure 21.37 :

$$f = \frac{1,44}{(75 \text{ k}\Omega + 60 \text{ k}\Omega)(47 \text{ nF})} = 227 \text{ Hz}$$

$$D = \frac{75 \text{ k}\Omega + 30 \text{ k}\Omega}{75 \text{ k}\Omega + 60 \text{ k}\Omega} = 0,778$$

Ce qui est équivalent à 77,8 %.

21.8 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 21.8 avec R_1 et $R_2 = 75 \text{ k}\Omega$.

Question 21.9

||| Multisim

Le VCO de la figure 23.38a possède, pour les résistances R_1 et R_2 et le condensateur C , les mêmes valeurs que dans la question 21.8. Que valent la fréquence et le coefficient de remplissage pour $V_{con} = 11 \text{ V}$? Que valent la fréquence et le coefficient de remplissage pour $V_{con} = 1 \text{ V}$?

Réponse Avec les relations données sur la figure 21.38, on obtient :

$$W = -(75 \text{ k}\Omega + 30 \text{ k}\Omega)(47 \text{ nF}) \ln \frac{12 \text{ V} - 11 \text{ V}}{12 \text{ V} - 5,5 \text{ V}} = 9,24 \text{ ms}$$

$$T = 9,24 \text{ ms} + 0,693(30 \text{ k}\Omega)(47 \text{ nF}) = 10,2 \text{ ms}$$

Le coefficient de remplissage vaut :

$$D = \frac{W}{T} = \frac{9,24 \text{ ms}}{10,2 \text{ ms}} = 0,906$$

La fréquence est :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{10,2 \text{ ms}} = 98 \text{ Hz}$$

Pour $V_{\text{con}} = 1 \text{ V}$, les calculs deviennent :

$$W = -(75 \text{ k}\Omega + 30 \text{ k}\Omega)(47 \text{ nF}) \ln \frac{12 \text{ V} - 1 \text{ V}}{12 \text{ V} - 0,5 \text{ V}} = 0,219 \text{ ms}$$

$$T = 0,219 \text{ ms} + 0,693(30 \text{ k}\Omega)(47 \text{ nF}) = 1,2 \text{ ms}$$

$$D = \frac{W}{T} = \frac{0,219 \text{ ms}}{1,2 \text{ ms}} = 0,183$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1,2 \text{ ms}} = 833 \text{ Hz}$$

21.9 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 21.9 avec $V_{\text{CC}} = 15 \text{ V}$ et $V_{\text{con}} = 10 \text{ V}$.

21.9 Montages à base du temporisateur 555

L'étage de sortie du temporisateur 555 peut *fournir un courant* de 200 mA. Cela signifie qu'au niveau haut, la sortie peut donner jusqu'à 200 mA de courant dans la charge. Par conséquent, le temporisateur peut alimenter des charges relativement importantes telles que des relais, des lampes ou des haut-parleurs. L'étage de sortie du 555 peut aussi *drainer* 200 mA, ce qui signifie qu'au niveau bas, la sortie peut débiter dans la masse jusqu'à 200 mA. Par exemple, lorsque le temporisateur 555 commande une TTL, il donne du courant quand sa sortie est au niveau haut et il reçoit du courant quand elle est au niveau bas. Dans ce paragraphe, nous étudions certaines applications du temporisateur 555.

21.9.1 Départ et remise à zéro

La figure 21.39 représente un montage avec un certain nombre de modifications à partir du multivibrateur monostable envisagé précédemment. Pour commencer, l'entrée déclenchement (broche 2) est commandée par un bouton-poussoir (départ). Puisque ce bouton est normalement ouvert, la broche 2 est au niveau haut et le circuit est au repos.

Lorsque quelqu'un appuie et relâche l'interrupteur, la broche 2 est temporairement mise à la masse. Donc la sortie se met au niveau haut et la LED s'allume. Le condensateur C_1 se charge positivement comme nous l'avons vu précédemment. Le temps de la charge peut varier en fonction de R_1 et dans ce cas nous pouvons obtenir des retards compris entre la seconde et l'heure. Quand la tension sur le condensateur devient très légèrement supérieure à la valeur $2V_{\text{CC}}/3$,

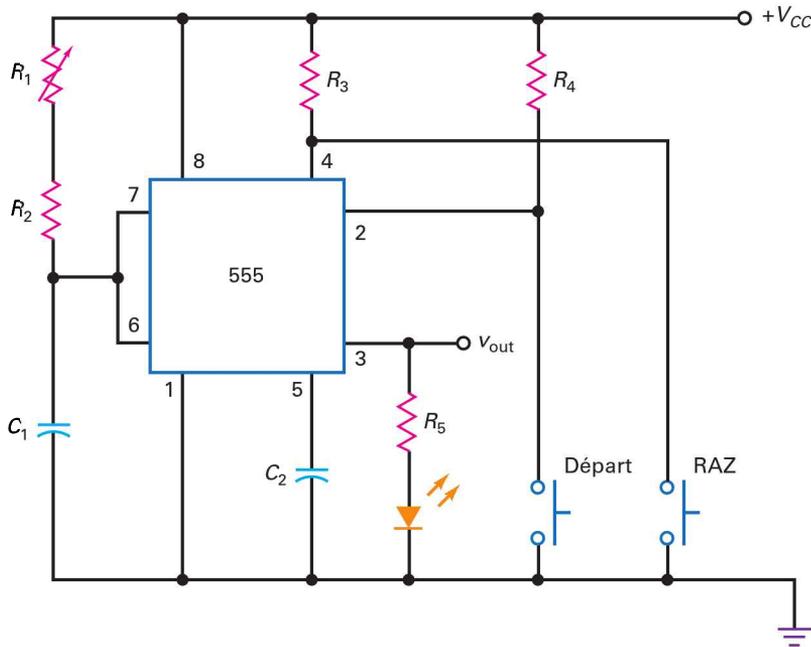


Figure 21.39
Monostable à impulsion variable avec les boutons de départ et de RAZ.

le circuit se réinitialise et la sortie se met au niveau bas. Quand cela se produit, la LED s'éteint.

Remarquez l'interrupteur de remise à zéro. Il sert à remettre le circuit à l'état initial à n'importe quel instant durant l'impulsion de sortie. Puisque l'interrupteur est normalement ouvert, la broche 4 est au niveau haut et n'a aucune influence sur le fonctionnement du temporisateur. Quand l'interrupteur est fermé, la broche 4 est mise à la masse et la sortie est remise à zéro. Cette RAZ permet à l'utilisateur d'interrompre le niveau haut de la sortie. Par exemple, si la durée de l'impulsion doit être de cinq minutes, l'utilisateur peut interrompre l'impulsion prématurément en appuyant sur la RAZ.

Le signal de sortie sert à commander un relais, un FET de puissance, un vibreur, etc. La LED indique que la sortie fournit un niveau haut à tout autre circuit.

21.9.2 Sirènes et alarmes

La figure 21.40 illustre l'utilisation du temporisateur en astable pour la réalisation d'une sirène ou d'une alarme. Normalement, l'interrupteur alarme est fermé, ce qui met la broche 4 à la masse. Dans ces conditions, le temporisateur 555 est au repos et il n'y a pas de signal de sortie. Lorsque l'interrupteur alarme est ouvert, le circuit donne un signal de sortie rectangulaire dont la fréquence est fixée par les résistances R_1 et R_2 et le condensateur C_1 .

La sortie sur la broche 3 commande un haut-parleur par l'intermédiaire de la résistance R_4 . La valeur de cette dernière dépend de la tension d'alimentation et de l'impédance du haut-parleur. L'impédance de la branche avec la résistance R_4 et le haut-parleur doit limiter le courant de sortie à 200 mA ou moins car c'est le courant maximal que peut fournir le 555.

Le montage représenté sur la figure 21.40 peut être modifié pour donner plus de puissance à la sortie pour le haut-parleur. Par exemple, nous pouvons utiliser le signal sur la broche 3 pour commander un ampli push-pull classe B dont la sortie alimente le haut-parleur.

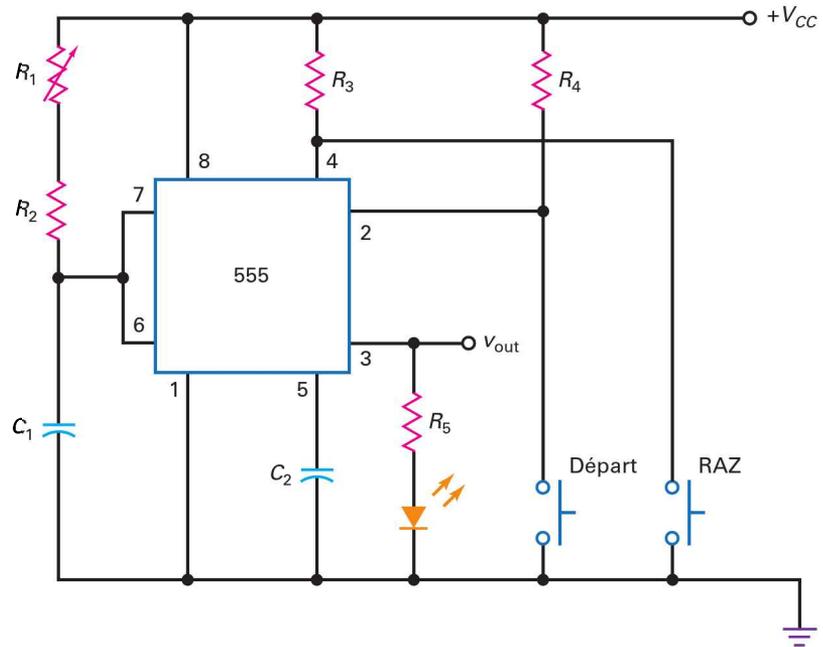


Figure 21.40
Utilisation du 555
en multivibrateur astable
pour la réalisation d'une sirène
ou d'une alarme.

21.9.3 Modulation d'impulsions en largeur

La figure 21.41 montre un circuit de **modulation d'impulsions en largeur** (PWM, *Pulse-Width Modulation*). Le temporisateur 555 est configuré en multivibrateur monostable. Les valeurs de R , C , PDS et V_{CC} déterminent la largeur, donc la durée, de l'impulsion, de la manière suivante :

$$W = -RC \ln \left(1 - \frac{\text{PDS}}{V_{CC}} \right) \quad (21.34)$$

Un signal basse fréquence appelé **signal de modulation** est appliqué sur la broche 5 par l'intermédiaire d'un condensateur. Ce signal est constitué par la voix ou par les données numériques. Or, la broche 5 contrôle la valeur de point de déclenchement supérieur ; la tension v_{mod} est ajoutée à la valeur au repos du PDS. Donc la valeur instantanée du point de déclenchement supérieur devient :

$$\text{PDS} = \frac{2V_{CC}}{3} + v_{\text{mod}} \quad (21.35)$$

Par exemple, si $V_{CC} = 12 \text{ V}$ et si le signal de modulation possède une valeur crête 1 V , alors la relation (21.31) donne :

$$\text{PDS}_{\text{max}} = 8 \text{ V} + 1 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

$$\text{PDS}_{\text{min}} = 8 \text{ V} - 1 \text{ V} = 7 \text{ V}$$

Ce qui donne une variation sinusoïdale entre 7 V et 9 V de la valeur instantanée du point de déclenchement supérieur.

Un train d'impulsions de déclenchement appelé *horloge* est appliqué sur la broche 2. Chaque déclenchement donne une impulsion de sortie. La période de l'horloge est T , la sortie est donc une série d'impulsions rectangulaires de période T . Le signal de modulation n'a aucun effet sur la période T , mais il modifie la largeur de chaque impulsion de sortie. Au point A, la crête positive du signal de

modulation, l'impulsion de sortie est large. Au point B, la crête négative du signal de modulation, l'impulsion de sortie est étroite (figure 21.41).

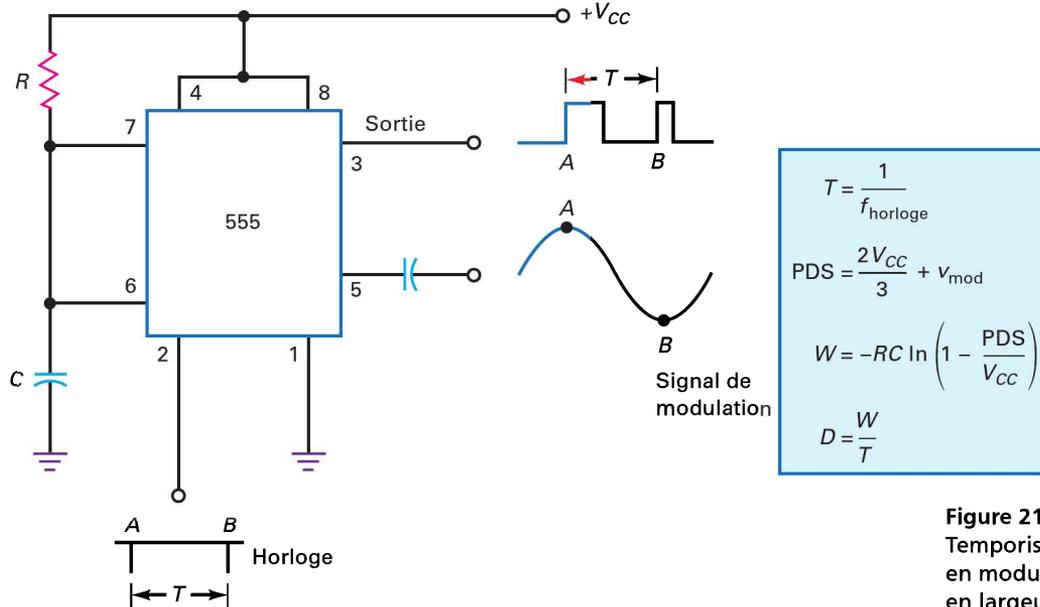


Figure 21.41
Temporisateur 555 monté en modulateur d'impulsions en largeur.

La modulation d'impulsions en largeur est utilisée dans les télécommunications. Elle permet à un signal de modulation basse fréquence (voix ou données numériques) de modifier la largeur des impulsions d'un signal haute fréquence appelé **porteuse**. Cette porteuse modulée est transmise par un fil de cuivre, une fibre optique ou une liaison hertziennne à un récepteur. Ce dernier reconstitue le signal de modulation pour l'appliquer à un haut-parleur (voix) ou un ordinateur (données numériques).

21.9.4 Modulation d'impulsions en position

En PWM, la largeur de l'impulsion change, mais la période est constante, elle est déterminée par la fréquence des déclenchements. Comme elle est fixe, la position de chaque impulsion est fixe, ce qui signifie que le front antérieur de l'impulsion survient après des intervalles de temps égaux.

La **modulation d'impulsions en position** (PPM, *Pulse-Position Modulation*) est différente. Avec elle, la position du flanc antérieur de chaque impulsion varie. En PPM, la période et la largeur des impulsions sont modifiées par le signal de modulation.

La figure 21.42a représente un *modulateur d'impulsions en position*. Il ressemble au VCO envisagé précédemment. Puisque le signal de modulation est appliqué sur la broche 5, la valeur instantanée du point de déclenchement supérieur est donnée par la relation (21.35) :

$$PDS = \frac{2V_{CC}}{3} + v_{mod}$$

Lorsque le signal de modulation augmente, PDS augmente et la largeur de l'impulsion augmente. Lorsque le signal de modulation diminue, PDS diminue et

la largeur de l'impulsion diminue. C'est pour cela que la largeur de l'impulsion varie comme nous le voyons sur la figure 21.42b.

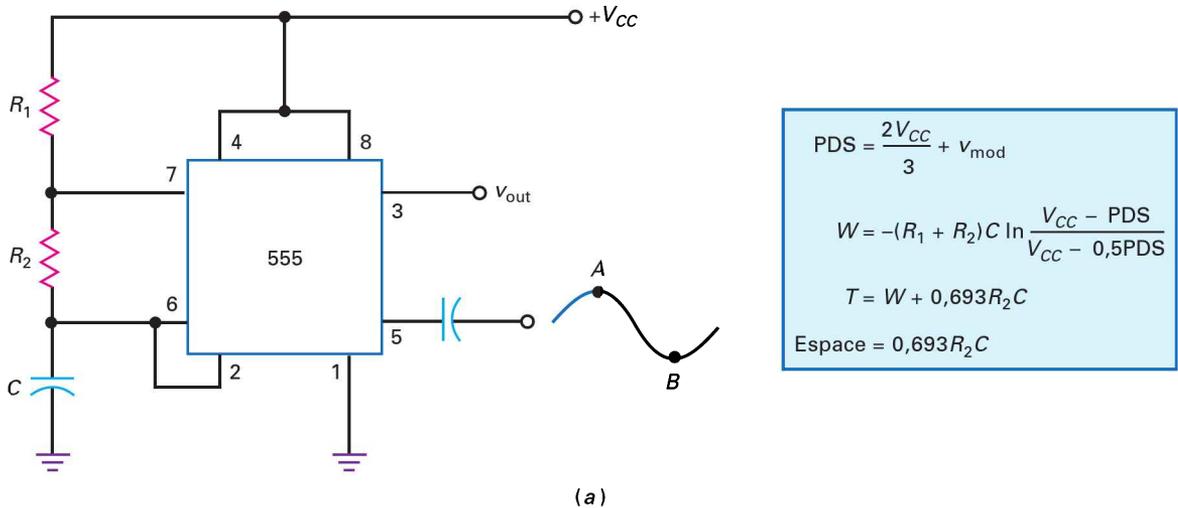
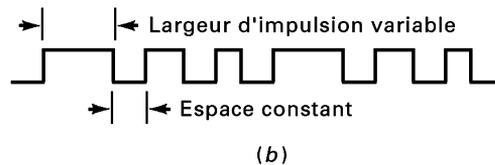


Figure 21.42
Temporisateur 555 monté
en modulateur d'impulsions
en position.



Les expressions de la largeur et de la période des impulsions sont :

$$W = -(R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - PDS}{V_{CC} - 0,5 PDS} \quad (21.36)$$

$$T = W + 0,693 R_2C \quad (21.37)$$

Dans la relation (21.36), le deuxième terme est l'*espace* entre deux impulsions.

$$\text{Espace} : 0,693 R_2C \quad (21.38)$$

Cet espace est le temps entre le flanc postérieur d'une impulsion et le flanc antérieur de l'impulsion suivante. Puisque la tension V_{con} n'apparaît pas dans l'expression (21.37), l'espace entre deux impulsions est constant, comme nous l'observons sur la figure 21.42b.

L'espace est constant, donc la position du flanc antérieur de chaque impulsion dépend de la largeur de l'impulsion précédente. C'est la raison pour laquelle ce type de modulation est appelé *modulation d'impulsions en position*. Comme la PWM, la PPM est utilisée en télécommunications pour les liaisons vocales ou numériques.

21.9.5 Création de rampes

La charge d'un condensateur à travers une résistance donne une exponentielle. Si nous utilisons une source de courant constant à la place de la résistance, la tension

sur le condensateur est une *rampe*. Voici le principe du montage représenté par la figure 21.43a. Nous avons remplacé la résistance du montage monostable par un transistor *pnp* monté en source de courant qui donne un courant de charge égal à :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_E}{R_E} \quad (21.39)$$

Quand un déclenchement active le temporisateur 555 sur la figure 21.43a, la source de courant *pnp* impose un courant de charge constant dans le condensateur. Donc, la tension sur ce condensateur est une rampe (figure 21.43b) dont la pente vaut :

$$S = \frac{I_C}{C} \quad (21.40)$$

Comme la tension sur le condensateur atteint la valeur maximale $2V_{CC}/3$ avant que la décharge ne survienne, la valeur crête de la rampe représentée sur la figure 21.43b vaut :

$$V = \frac{2V_{CC}}{3} \quad (21.41)$$

et la durée T de la rampe est :

$$T = \frac{2V_{CC}}{3S} \quad (21.42)$$

Question 21.10

Un modulateur d'impulsions en largeur tel que celui représenté sur la figure 21.41 possède les valeurs suivantes : $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R = 9,1 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$. La fréquence de l'horloge est $2,5 \text{ kHz}$. Si le signal de modulation possède une valeur crête égale à 2 V , quelle est la période des impulsions à la sortie ? Quelle est la largeur de l'impulsion au repos ? Quelles sont les valeurs minimale et maximale de la largeur de l'impulsion ? Quelles sont les valeurs minimale et maximale du coefficient de remplissage ?

Réponse La période des impulsions à la sortie est la période de l'horloge :

$$T = \frac{1}{2,5 \text{ kHz}} = 400 \text{ }\mu\text{s}$$

La largeur de l'impulsion au repos vaut :

$$W = 1,1RC = 1,1(9,1 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) = 100 \text{ }\mu\text{s}$$

Selon la relation (21.35), les valeurs minimale et maximale du point de déclenchement supérieur sont :

$$PDS_{\min} = 8 \text{ V} - 2 \text{ V} = 6 \text{ V}$$

$$PDS_{\max} = 8 \text{ V} + 2 \text{ V} = 10 \text{ V}$$

Avec la relation (21.34), le calcul des largeurs minimale et maximale de l'impulsion de sortie donne :

$$W_{\min} = -(9,1 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) \ln\left(1 - \frac{6 \text{ V}}{12 \text{ V}}\right) = 63,1 \text{ }\mu\text{s}$$

$$W_{\max} = -(9,1 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) \ln\left(1 - \frac{10 \text{ V}}{12 \text{ V}}\right) = 163 \text{ }\mu\text{s}$$

Les taux de remplissage minimal et maximal sont :

$$D_{\min} = \frac{63,1 \mu\text{s}}{400 \mu\text{s}} = 0,158$$

$$D_{\max} = \frac{163 \mu\text{s}}{400 \mu\text{s}} = 0,408$$

21.10 Avez-vous compris ? Sur l'exercice 21.10, en fixant $V_{CC} = 15 \text{ V}$, déterminer les valeurs maximales de la largeur de l'impulsion et du coefficient de remplissage.

Question 21.11

Un modulateur d'impulsions en position identique à celui de la figure 21.42 a les valeurs suivantes : $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,01 \mu\text{F}$. Quelles sont les valeurs de la largeur et de la période des impulsions de sortie au repos ? Si le signal de modulation possède une valeur crête égale à $1,5 \text{ V}$, quelles sont les largeurs d'impulsions minimale et maximale ? Quel est l'espace entre les impulsions ?

Réponse Sans signal de modulation, la période des impulsions de sortie est celle du temporisateur 555 monté en multivibrateur astable. Selon les relations (21.26) et (21.27), le calcul de la période et de la largeur donne :

$$W = 0,693(3,9 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega)(0,01 \mu\text{F}) = 47,8 \mu\text{s}$$

$$T = 0,693(3,9 \text{ k}\Omega + 6 \text{ k}\Omega)(0,01 \mu\text{F}) = 68,6 \mu\text{s}$$

Avec l'équation (21.35), nous calculons les valeurs minimale et maximale du point de déclenchement supérieur :

$$PDS_{\min} = 8 \text{ V} - 1,5 \text{ V} = 6,5 \text{ V}$$

$$PDS_{\max} = 8 \text{ V} + 1,5 \text{ V} = 9,5 \text{ V}$$

Selon la relation (21.36), les largeurs minimale et maximale de l'impulsion valent :

$$W_{\min} = -(3,9 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega)(0,01 \mu\text{F}) \ln \frac{12 \text{ V} - 6,5 \text{ V}}{12 \text{ V} - 3,25 \text{ V}} = 32 \mu\text{s}$$

$$W_{\max} = -(3,9 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega)(0,01 \mu\text{F}) \ln \frac{12 \text{ V} - 9,5 \text{ V}}{12 \text{ V} - 4,75 \text{ V}} = 73,5 \mu\text{s}$$

Avec la relation (21.37), les périodes minimale et maximale sont :

$$T_{\min} = 32 \mu\text{s} + 0,693(3 \text{ k}\Omega)(0,01 \mu\text{F}) = 52,8 \mu\text{s}$$

$$T_{\max} = 73,5 \mu\text{s} + 0,693(3 \text{ k}\Omega)(0,01 \mu\text{F}) = 94,3 \mu\text{s}$$

L'espace entre le flanc postérieur d'une impulsion quelconque et le flanc antérieur de l'impulsion suivante est :

$$0,693(3 \text{ k}\Omega)(0,01 \mu\text{F}) = 20,8 \mu\text{s}$$

Question 21.12

Le générateur de rampe de la figure 21.43 possède un courant collecteur constant égal à 1 mA. Si $V_{CC} = 15 \text{ V}$ et $C = 100 \text{ nF}$, quelle est la pente de la rampe de sortie ? Quelle est sa valeur crête ? Quelle est sa durée ?

Réponse La pente vaut :

$$S = \frac{1 \text{ mA}}{100 \text{ nF}} = 10 \text{ V/ms}$$

La valeur crête est :

$$V = \frac{2(15 \text{ V})}{3} = 10 \text{ V}$$

La durée de la rampe est :

$$T = \frac{2(15 \text{ V})}{3(10 \text{ V/ms})} = 1 \text{ ms}$$

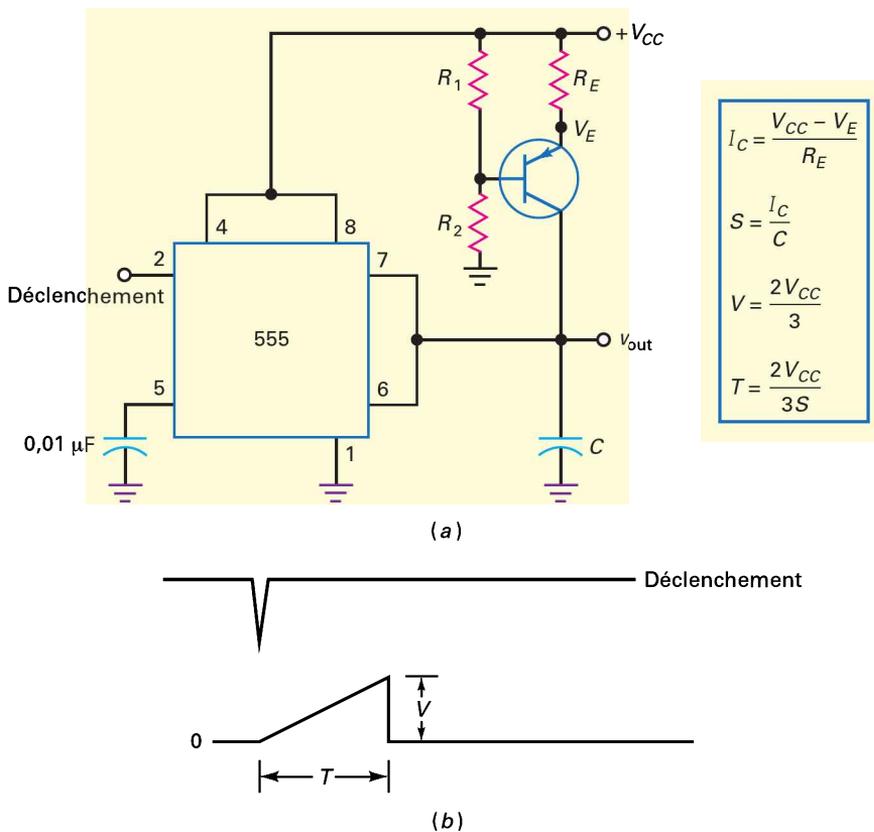


Figure 21.43
 (a) Un transistor bipolaire et un temporisateur 555 donnent une rampe en sortie ;
 (b) signal de déclenchement et rampe de sortie.

21.12 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 21.12 en prenant $V_{CC} = 12 \text{ V}$ et $C = 0,02 \mu\text{F}$.

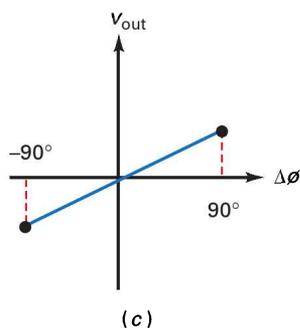
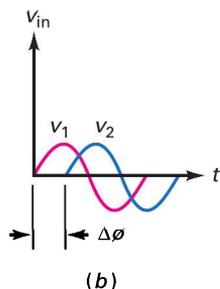
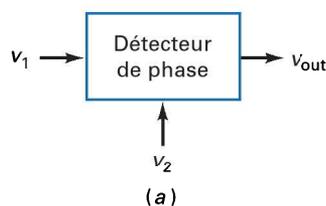
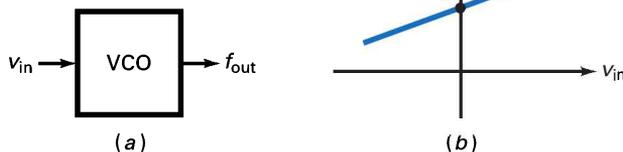


Figure 21.44
 (a) Un détecteur de phase possède deux signaux d'entrée et un signal de sortie ;
 (b) signaux sinusoïdaux de même fréquence mais déphasés ;
 (c) la sortie du détecteur de phase est proportionnelle à la différence de phase.

Figure 21.45
 (a) La tension d'entrée du VCO détermine la fréquence de sortie ;
 (b) la fréquence de sortie est directement proportionnelle à la tension d'entrée.



21.10 La boucle à verrouillage de phase

Une **boucle à verrouillage de phase** (PLL, *Phase-Locked Loop*) comprend un détecteur de phase, un ampli continu, un filtre passe-bas et un **oscillateur commandé en tension** (VCO, *Voltage Controlled Oscillator*). Quand elle reçoit un signal d'entrée de fréquence f_{in} , son VCO donne une fréquence de sortie égale à f_{in} .

21.10.1 Le détecteur de phase

La figure 21.44a représente un **détecteur de phase**, c'est le premier étage d'une PLL. Ce circuit donne une tension de sortie proportionnelle à la différence de phase entre les deux signaux d'entrée. Par exemple, la figure 21.44b représente deux signaux d'entrée ayant une différence de phase $\Delta\phi$. La réponse du détecteur de phase à cette différence est une tension de sortie proportionnelle à $\Delta\phi$, comme nous le voyons sur la figure 21.44c.

Quand v_1 précède v_2 , comme c'est le cas sur la figure 21.44b, la différence de phase $\Delta\phi$ est positive ; quand v_1 est en retard sur v_2 , $\Delta\phi$ est négative. La figure 21.44c montre la réponse linéaire entre -90° et $+90^\circ$, d'un détecteur de phase classique. La tension de sortie est nulle quand $\Delta\phi = 0^\circ$, pour une différence $\Delta\phi$ comprise entre 0° et -90° , la sortie est une tension positive ; pour une différence $\Delta\phi$ comprise entre 0° et $+90^\circ$, la sortie est une tension négative. Le détecteur de phase donne une tension de sortie directement proportionnelle à la différence des phases de ses deux signaux d'entrée.

21.10.2 Le VCO

La tension d'entrée v_{in} détermine la fréquence de sortie f_{out} (figure 21.45a). Un oscillateur contrôlé en tension classique possède une fréquence de sortie variable dans un rapport 10/1. De plus, la variation de fréquence est linéaire (figure 21.45b). Pour une tension d'entrée nulle, le VCO est en oscillation libre à la fréquence de repos f_0 . Pour une tension d'entrée positive, la fréquence du VCO est supérieure à la fréquence f_0 , pour une tension d'entrée négative, la fréquence de sortie est inférieure à la fréquence f_0 .

21.10.3 Schéma synoptique d'une PLL

La figure 21.46 représente le schéma simplifié d'une PLL. Le détecteur de phase donne une tension DC proportionnelle à la différence de phase entre les deux signaux d'entrée. Cette tension de sortie est généralement faible, c'est pour cela

que le second étage est un ampli continu. La différence de phase amplifiée est alors filtrée puis appliquée à l'entrée d'un VCO. Remarquez la réaction de la sortie du VCO sur le détecteur de phase.

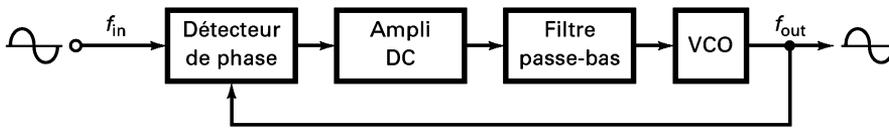


Figure 21.46 Schéma synoptique d'une boucle à verrouillage de phase.

21.10.4 La fréquence à l'entrée est égale à la fréquence d'oscillation libre

Pour comprendre le fonctionnement d'une boucle à verrouillage de phase, prenons le cas où la fréquence d'entrée est identique à f_0 , la fréquence d'oscillation libre. Dans ces conditions, les deux signaux d'entrée du détecteur de phase ont la même fréquence et la même phase. Par conséquent, la différence de phase $\Delta\phi$ est nulle et la sortie du détecteur de phase vaut zéro. La tension d'entrée du VCO est donc nulle et il oscille librement à la fréquence f_0 . Tant que la fréquence et la phase du signal d'entrée ne varient pas, la tension d'entrée sur l'oscillateur commandé en tension est nulle.

21.10.5 La fréquence à l'entrée diffère de la fréquence d'oscillation libre

Supposons que la fréquence d'entrée et la fréquence d'oscillation libre du VCO valent chacune 10 kHz. Maintenant, supposons que la fréquence à l'entrée devienne 11 kHz. Cette augmentation de fréquence se traduit par un accroissement de la différence de phase car v_1 précède v_2 à la fin de la première période, comme le montre la figure 21.47a. Donc le signal d'entrée précède le signal du VCO, la différence de phase $\Delta\phi$ est positive et le détecteur de phase de la figure 21.46 donne une tension positive. Après une amplification et un filtrage, cette tension positive augmente la fréquence du VCO.

La fréquence du VCO augmente jusqu'à devenir égale à 11 kHz, la fréquence du signal d'entrée. Lorsque la fréquence du VCO est égale à la fréquence du signal d'entrée, le VCO est *verrouillé* sur la fréquence d'entrée. Bien que chaque signal d'entrée du détecteur de phase soit à 11 kHz, ils présentent une différence de phase, comme nous le voyons sur la figure 21.47b. Cette différence positive produit la tension nécessaire pour maintenir la fréquence du VCO au-dessus de sa fréquence d'oscillation libre.

Si la fréquence d'entrée continue à augmenter, la fréquence du VCO augmente elle aussi pour garder le verrouillage. Par exemple, si la fréquence d'entrée devient 12 kHz, la fréquence du VCO passe à 12 kHz. La différence de phase entre les deux signaux croît suffisamment pour donner la tension de contrôle suffisante au VCO.

21.10.6 La plage de verrouillage

La **plage de verrouillage** d'une PLL est la plage des fréquences d'entrée dans laquelle le VCO peut rester verrouillé sur cette fréquence d'entrée. Elle dépend de la différence de phase maximale qui peut être détectée. Dans notre étude, nous avons supposé que le détecteur de phase peut donner une tension de sortie pour

Bon à Savoir

La fonction de transfert ou le gain K de conversion d'un VCO peut s'exprimer comme la valeur de la déviation de fréquence Δf par unité de variation, ou ΔV en tension d'entrée DC. Sous forme d'équation, $K = \Delta f / \Delta V$, où K est la fonction de transfert entrée/sortie spécifiée en hertz par volt.

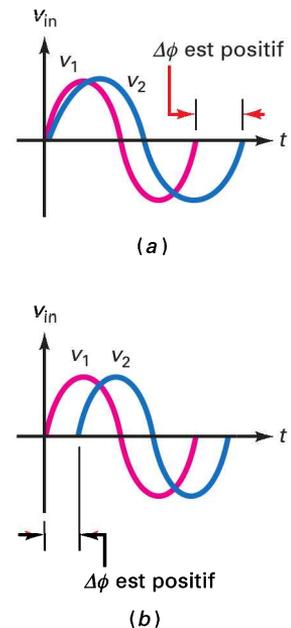


Figure 21.47
(a) Une augmentation de la fréquence de v_1 donne une différence de phase ;
(b) une différence de phase existe après l'augmentation de la fréquence du VCO.

$\Delta\phi$ comprise entre -90° et $+90^\circ$. À ces limites, le détecteur de phase présente l'amplitude maximale négative ou positive de la tension de sortie.

Si la fréquence d'entrée est soit trop basse soit trop haute, la différence de phase est en dehors de la plage comprise entre -90° et $+90^\circ$. Par conséquent, le détecteur de phase ne peut plus donner la tension suffisante pour garder le VCO verrouillé. Dans ces conditions, la PLL perd son verrouillage sur la tension d'entrée.

La plage de verrouillage s'exprime en pourcentage de la fréquence du VCO. Pour une fréquence de VCO valant 10 kHz et une plage de verrouillage de 20 %, la PLL reste verrouillée entre 8 kHz et 12 kHz.

21.10.7 La plage de synchronisation

La plage de synchronisation est différente. Imaginons une fréquence d'entrée en dehors de la plage de verrouillage. Alors, le VCO oscille librement à la fréquence f_0 . Maintenant, supposons que la fréquence d'entrée évolue en direction de la fréquence du VCO. À une certaine fréquence, la PLL va se verrouiller sur la fréquence d'entrée. La plage des fréquences d'entrée pour lesquelles le verrouillage se rétablit s'appelle **plage de synchronisation** ou **plage de capture**.

La plage de synchronisation s'exprime en pourcentage de la fréquence d'oscillation libre. Si $f_0 = 10$ kHz et la plage de synchronisation vaut $\pm 5\%$ la PLL peut verrouiller une fréquence d'entrée comprise entre 9,5 kHz et 10,5 kHz. Généralement, la plage de synchronisation est plus petite que la plage de verrouillage car elle dépend de la fréquence de coupure du filtre passe-bas. Plus cette dernière est faible, plus la plage de synchronisation est étroite.

La fréquence de coupure du filtre passe-bas est suffisamment faible pour protéger le VCO contre les composantes hautes fréquences telles que le bruit ou tout autre signal parasite. Plus cette fréquence de coupure est basse, plus le signal de commande du VCO est propre. Par conséquent, le concepteur doit perdre de la plage de synchronisation pour obtenir un signal propre sur le VCO.

21.10.8 Utilisations

Il y a deux applications fondamentales des PLL. La première est la synchronisation (verrouillage) sur un signal d'entrée. La fréquence de sortie est identique à la fréquence d'entrée. Cela présente l'avantage d'enlever le bruit du signal d'entrée car le filtre passe-bas élimine le bruit et toutes les composantes parasites. Par conséquent, le signal fourni par le VCO est stable et presque sans bruit.

La deuxième application est l'usage en démodulateur FM. La théorie de la **modulation de fréquence** (FM) est décrite dans les cours de télécommunications, aussi nous envisageons uniquement le principe fondamental. Le circuit oscillant LC sur la figure 21.48a possède une capacité variable. Si un signal de modulation commande cette capacité, le signal de sortie de l'oscillateur est une *fréquence modulée*, illustrée par la figure 21.48b. Remarquez la variation de la fréquence de ce signal entre une fréquence minimale et une fréquence maximale correspondant aux valeurs crêtes minimale et maximale du signal de modulation.

Si ce signal FM est mis à l'entrée d'une PLL, la fréquence du VCO se verrouille sur la fréquence modulée, donc elle varie, et $\Delta\phi$ suit les variations. Par conséquent, la sortie du détecteur de phase est une réplique du signal de modulation initial. Utilisée de cette manière, la PLL est un **démodulateur FM** : un circuit qui restitue le signal de modulation d'une onde FM.

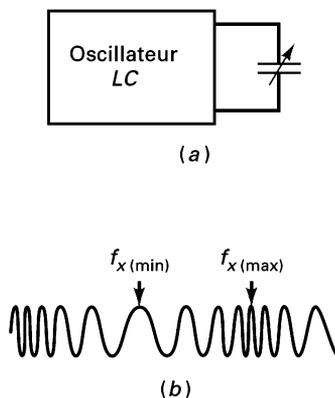


Figure 21.48
 (a) La capacité variable modifie la fréquence de résonance du circuit LC ;
 (b) sinusoïde à fréquence modulée.

Les PLL sont disponibles en CI monolithiques. Par exemple, le NE565 est une boucle à verrouillage de phase qui contient un détecteur de phase, un oscillateur commandé en tension et un ampli continu. L'utilisateur connecte les composants extérieurs : une résistance et un condensateur pour fixer la fréquence d'oscillation libre du VCO. Une autre résistance extérieure détermine la fréquence de coupure du filtre passe-bas. Le NE565 est utilisé pour la démodulation FM, la synthèse de fréquence, la réception télémétrique, les modems, le décodage de tonalité, etc.

21.11 Générateur de fonction monolithique

On trouve des générateurs de fonctions monolithiques (circuits intégrés) sur le marché. Ces circuits combinent en une même puce la quasi-totalité des fonctions étudiées dans les sections précédentes. C'est ainsi qu'ils peuvent générer des signaux sinusoïdaux, carrés, triangulaires, des rampes (dents de scie) ou des impulsions. Il est bien sûr possible de faire varier l'amplitude et la fréquence des signaux générés en changeant la valeur de résistances et de condensateurs de réglage externes, ou en appliquant une tension externe variable. Tension qui permet de forcer le circuit intégré à réaliser un certain nombre d'applications telles que la conversion tension-fréquence, la génération de signaux modulés en amplitude, en fréquence ou en phase, un VCO, etc.

21.11.1 Le circuit XR-2206

Le XR-2206 est l'exemple-type de circuit intégré générateur de fonction qui peut générer des signaux fréquentiels de forme variée de 0,01 Hz à plus de 1 MHz. Un schéma bloc de ce circuit est représenté à la figure 21.49. On distingue quatre blocs : un VCO, un multiplieur analogique et sinusoïdal, un amplificateur de puissance et un sélecteur de courant.

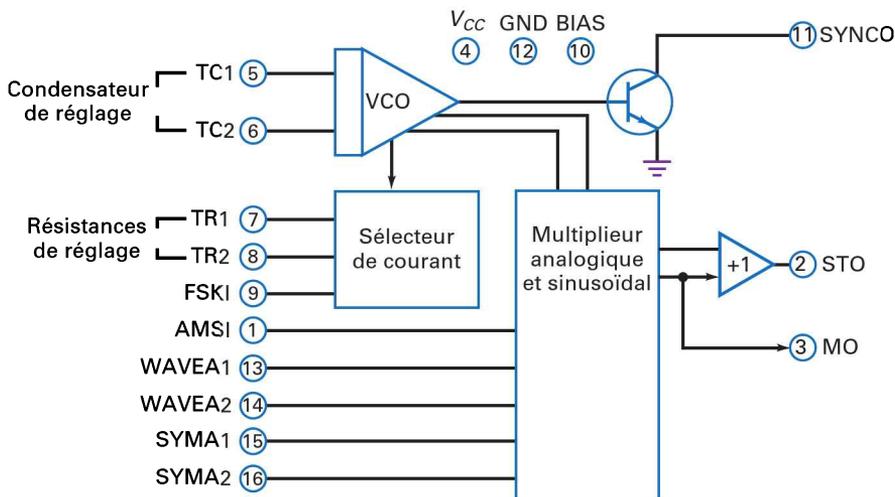


Figure 21.49
Schéma bloc du circuit XR-2206 (figure reproduite avec l'autorisation de Exar Corporation).

La fréquence en sortie du VCO est proportionnelle au courant d'entrée qui lui-même est déterminé par des résistances externes reliées entre les broches 7 et 8 et la masse. Ces résistances permettent de définir deux fréquences d'oscillation. Le niveau du signal appliqué sur la broche 9 permet de sélectionner le courant d'entrée, donc la résistance d'entrée et en conséquence la fréquence d'oscillation du VCO. Si le signal appliqué sur la broche 9 change alternativement de niveau haut à niveau bas, cela se traduit sur le VCO par une variation de fréquence en sortie ; cela correspond à une **modulation de fréquence** ou **FSK** (*Frequency Shift Keying*), technique très utilisée dans les systèmes de communication électronique.

Le signal de sortie du VCO commande simultanément le multiplieur et un transistor bipolaire fonctionnant en commutation : passage alternativement de l'état bloqué à l'état saturé ; le transistor fournit ainsi sur la sortie 11 un signal carré. Quant à la sortie du multiplieur, elle est reliée à un amplificateur de puissance qui définit le courant et l'impédance de sortie du circuit. Sur la broche 2, le signal de sortie peut être sinusoïdal ou triangulaire.

21.11.2 Signaux de sortie sinusoïdaux ou triangulaires

La figure 21.50a montre comment réaliser un générateur de signaux sinusoïdaux ou triangulaires au moyen du XR-2206. On voit à quels composants (résistances et condensateurs) ses différentes broches sont reliées et comment l'alimenter en tension. La fréquence f_0 des signaux de sortie est déterminée par la résistance R reliée à la broche 7 (ou à la broche 8, selon le choix du sélecteur) et par la capacité connectée aux broches 5 et 6 (l'entrée du VCO). La valeur de la fréquence est :

$$f_0 = \frac{1}{RC} \quad (21.43)$$

Bien que R puisse aller jusqu'à 2 M Ω , la stabilité maximale en température est obtenue pour 4 k Ω < R < 200 k Ω . Le graphe de la figure 21.50b montre la variation de la fréquence f_0 selon la valeur de la résistance R pour une valeur du condensateur C comprise entre 1 000 pF et 100 μ F.

Sur la figure 21.50a, lorsque l'interrupteur S_1 est fermé, le signal de sortie sur la broche 2 est sinusoïdal. Le potentiomètre relié à la broche 7 permet d'ajuster la fréquence du signal de sortie. Les résistances variables R_A et R_B permettent de régler la symétrie du signal de sortie et de réduire sa distorsion. La résistance R_C reliée à la broche 3 permet de régler l'amplitude du signal de sortie. Lorsque S_1 est ouvert, le signal de sortie est triangulaire. Comme le montre la figure 21.50c, on constate que l'amplitude du signal de sortie est proportionnelle à la valeur de la résistance R_3 . Remarquer que la valeur de l'amplitude du signal triangulaire est environ deux fois plus élevée que celle du signal sinusoïdal pour une résistance R_3 donnée.

21.11.3 Impulsions ou rampes

La figure 21.51 montre comment réaliser un générateur d'impulsions ou de rampes au moyen du XR-2206. On voit à quels composants (résistances et condensateurs) ses différentes broches sont reliées et comment l'alimenter en tension. Remarquer que la broche 11 est reliée à la broche 9. C'est ainsi que le signal carré présent sur la broche 11 est renvoyé sur l'entrée du sélecteur de courant, ce qui permet de choisir entre R_1 ou R_2 afin de définir deux fréquences différentes.

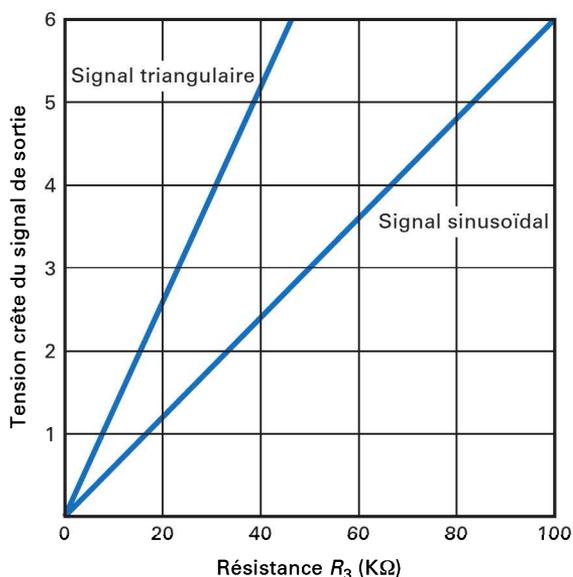
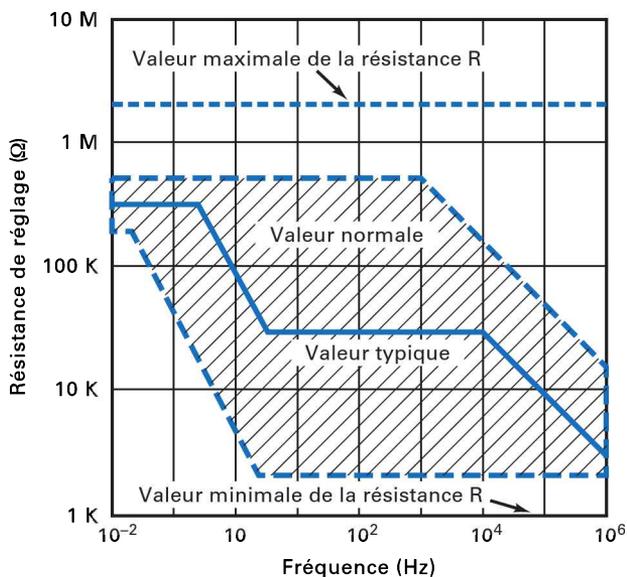
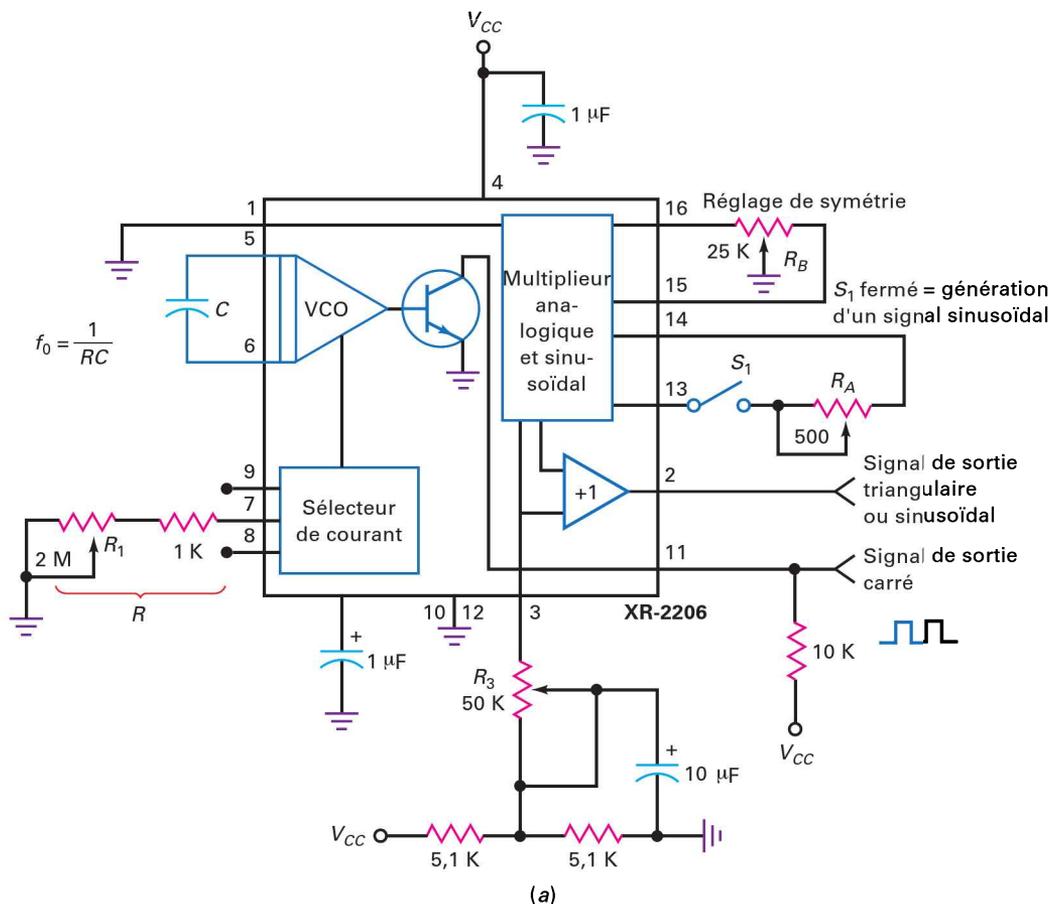


Figure 21.50 Générateur de signal : a) schéma du circuit, b) relation entre R et la fréquence du signal de sortie, c) variation de l'amplitude du signal de sortie (figures reproduites avec l'autorisation de Exar Corporation).

XR-2206



DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01\mu F$, $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 25k\Omega$
 Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$, $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$, $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_o	$f_o = 1/R_1C$
Temperature Stability Frequency		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability ²		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$, $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$, $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output¹								
Triangle Amplitude		160			160		mV/k Ω	S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		V _{p-p}	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.



Figure 21.52

a) Fiche technique du XR-2206 (figure reproduite avec l'autorisation de Exar Corporation).

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	$C_L = 10\text{pF}$
Fall Time		50			50		ns	$C_L = 10\text{pF}$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2\text{mA}$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{CC} = 26\text{V}$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Figure 21.52

b) Fiche technique du XR-2206 (figure reproduite avec l'autorisation de Exar Corporation).

Question 21.13

Sur la figure 21.50, fixer $R = 10\text{ k}\Omega$ et $C = 0,01\text{ }\mu\text{F}$. Si l'interrupteur S_1 est fermé, quelles sont les formes et les fréquences des signaux de sortie sur les broches 2 et 11 ?

Réponse Comme l'interrupteur S_1 est fermé, le signal de sortie sur la broche 2 est sinusoïdal. Il est carré sur la broche 11. Les deux signaux ont la même fréquence, qui est égale à :

$$f_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{(10\text{ k}\Omega)(0,01\text{ }\mu\text{F})} = 10\text{ kHz}$$

21.13 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 23.13 en prenant $R = 20\text{ k}\Omega$ et $C = 0,01\text{ }\mu\text{F}$, et lorsque l'interrupteur S_1 est ouvert.

Question 21.14

Sur la figure 21.51, fixer $R_1 = 1\text{ k}\Omega$, $R_2 = 2\text{ k}\Omega$ et $C = 0,1\text{ }\mu\text{F}$. Déterminer la fréquence du signal carré en sortie et le coefficient de remplissage.

Réponse En utilisant la relation (21.32), la fréquence du signal de sortie est égale à :

$$f = \frac{2}{0,01\text{ }\mu\text{F}} = \left[\frac{1}{1\text{ k}\Omega + 2\text{ k}\Omega} \right] = 6,67\text{ kHz}$$

Quant à la valeur du coefficient de remplissage D , on l'obtient en utilisant la relation (21.33) :

$$D = \frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} = 0,333$$

21.14 Avez-vous compris ? Refaire l'exercice 21.14 en prenant $R_1 = R_2 = 21 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,2 \mu\text{F}$.

Réviser

Résumé

21.1 Théorie de l'oscillation sinusoïdale

Pour réaliser un oscillateur, il faut utiliser un amplificateur avec une réaction positive. Pour le départ des oscillations, le gain de boucle doit être supérieur à un et le déphasage de la boucle doit être nul.

21.2 L'oscillateur à pont de Wien

C'est l'oscillateur standard pour les basses et moyennes fréquences dans la gamme de 5 Hz à 1 MHz. Il donne un signal sinusoïdal presque parfait. Une lampe au tungstène ou toute autre résistance non linéaire fait décroître le gain de boucle à un.

21.3 Autres oscillateurs RC

L'oscillateur à double T utilise un amplificateur et des circuits RC pour obtenir le gain de boucle et le déphasage nécessaires à la fréquence de résonance. Il fonctionne bien à une fréquence mais n'est pas adapté pour un oscillateur à fréquence variable. L'oscillateur à déphasage utilise lui aussi un amplificateur et un circuit RC pour produire des oscillations. Un amplificateur peut se comporter comme un oscillateur à déphasage à cause des capacités de câblage et des circuits de retard de chaque étage.

21.4 L'oscillateur Colpitts

Les oscillateurs à circuit RC ne peuvent pas fonctionner au-dessus de 1 MHz à cause du déphasage supplémentaire interne de l'amplificateur. C'est pour cela que l'on préfère les oscillateurs LC pour les fréquences comprises entre 1 MHz

et 500 MHz. Cette gamme de fréquence est au-delà de la fréquence f_T de la plupart des amplis op, ce qui explique que ce soit généralement un transistor bipolaire ou un transistor JFET qui amplifie dans ce type d'oscillateurs. L'oscillateur Colpitts est l'un des oscillateurs LC les plus utilisés.

21.5 Autres oscillateurs LC

Les oscillateurs Armstrong utilisent un transformateur pour produire le signal de réaction. Dans le même but, l'oscillateur Hartley emploie un diviseur de tension inductif. L'oscillateur Clapp possède un condensateur de faible capacité en série dans la branche inductive du circuit résonant. Cela diminue l'effet des capacités parasites sur la fréquence de résonance.

21.6 Le cristal de quartz

Certains cristaux possèdent un effet piézoélectrique. Il permet à un cristal en résonance de se comporter comme un circuit résonant LC avec un coefficient de qualité extrêmement élevé. Le quartz est le cristal piézoélectrique le plus courant, il est utilisé pour les oscillateurs à cristaux lorsqu'une fréquence précise et stable est nécessaire.

21.7 Le temporisateur 555

Le temporisateur 555 contient deux comparateurs, une bascule RS et un transistor *pnp*. Il possède un point de déclenchement supérieur (PDS) et un point de déclenchement inférieur (PDI). Utilisé en monostable, le signal de déclenchement doit descendre au-dessous du PDI pour lancer le fonctionnement. Lorsque la tension sur le condensateur dépasse légèrement le PDS, le transistor se sature et permet la décharge du condensateur.

21.8 Fonctionnement du temporisateur 555 en astable

Dans le fonctionnement en astable, le temporisateur 555 produit un signal de sortie rectangulaire dont le coefficient de remplissage peut varier entre 50 % et 100 %. Le condensateur se charge entre $V_{cc}/3$ et $2V_{cc}/3$. Avec un signal de contrôle, la valeur du PDS devient V_{con} et la valeur de cette tension détermine la fréquence.

21.9 Montages à base du temporisateur 555

Le temporisateur 555 est utilisé pour créer des temps de retard, des alarmes et des rampes de sortie. Il peut aussi servir de modulateur d'impulsions en largeur grâce à un signal de modulation sur l'entrée de contrôle et à un train d'impulsions négatives sur l'entrée de déclenchement. Il peut fonctionner aussi en modulateur d'impulsions en position en appliquant le signal de modulation sur l'entrée de contrôle quand il fonctionne en astable.

21.10 La boucle à verrouillage de phase

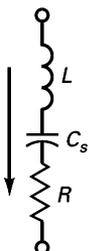
Une boucle à verrouillage de phase (PLL) contient un détecteur de phase, un ampli continu, un filtre passe-bas et un VCO. Le détecteur de phase donne une tension proportionnelle à la différence de phase entre deux signaux d'entrée. Ensuite cette tension filtrée et amplifiée commande le VCO nécessaire au verrouillage sur le signal d'entrée.

21.11 Générateur de fonction monolithique

Un générateur de fonction monolithique est capable de générer des signaux de forme (sinusoïde, triangle, carré, impulsion, rampe), de fréquence et d'amplitude variables. Un jeu de résistances et condensateurs externes permet de fixer la forme, l'amplitude et la fréquence des signaux en sortie. Des fonctions telles que modulation d'amplitude, de fréquence ou de phase, conversion tension-fréquence, etc., peuvent aussi être réalisées avec ces circuits.

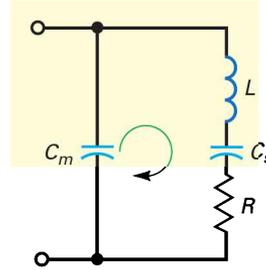
Définitions

(21.20) Fréquence de résonance série du cristal :



$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$$

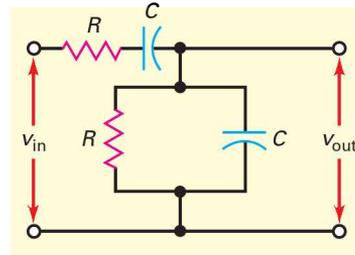
(21.22) Fréquence de résonance parallèle du cristal :



$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}}$$

Relations

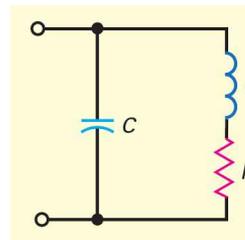
(21.1) et (21.2) Taux de réaction et déphasage d'un circuit d'avance-retard :



$$B = \frac{1}{\sqrt{9 - (X_c/R - R/X_c)^2}}$$

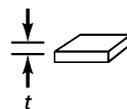
$$\phi = \arctan \frac{X_c/R - R/X_c}{3}$$

(21.9) Fréquence de résonance exacte :



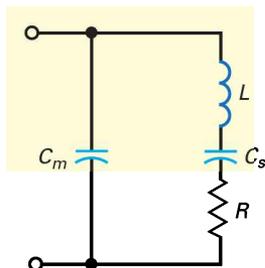
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 + 1}}$$

(21.19) Fréquence du cristal :



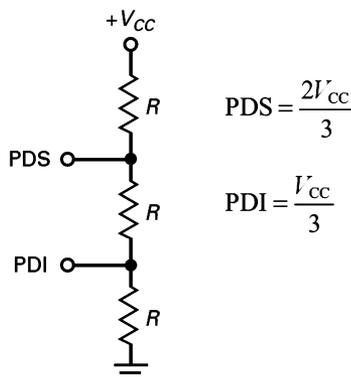
$$f = \frac{K}{t}$$

(21.21) Capacité parallèle équivalente :



$$C_p = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s}$$

(21.23) et (21.24) Points de déclenchement du temporisateur 555 :



S'entraîner

Auto-évaluation

- Un oscillateur nécessite toujours un amplificateur avec :
 - a) une réaction positive
 - b) une réaction négative
 - c) les deux types de réaction
 - d) un circuit LC parallèle
- La tension qui amorce les oscillations est causée par :
 - a) l'ondulation résiduelle de l'alimentation
 - b) la tension de bruit sur les résistances
 - c) le signal d'entrée venant d'un générateur
 - d) la réaction positive
- L'oscillateur à pont de Wien est utile :
 - a) aux basses fréquences
 - b) aux hautes fréquences
 - c) avec un circuit LC parallèle
 - d) aux petits signaux à l'entrée
- Un circuit de retard possède un déphasage :
 - a) compris entre 0 et 90°
 - b) supérieur à 90°
 - c) compris entre 0 et -90°
 - d) le même que la tension d'entrée
- Un circuit de liaison est :
 - a) un circuit de retard
 - b) un circuit d'avance
 - c) un circuit d'avance et retard
 - d) un circuit résonant
- Un circuit d'avance possède un déphasage :
 - a) compris entre 0 et 90°
 - b) supérieur à 90°
 - c) compris entre 0 et -90°
 - d) le même que la tension d'entrée
- Un oscillateur à pont de Wien utilise :
 - a) une réaction positive
 - b) une réaction négative
 - c) les deux types de réaction
 - d) un circuit LC parallèle
- Au départ, le gain de boucle d'un pont de Wien est :
 - a) 0
 - b) 1
 - c) faible
 - d) fort
- Un pont de Wien est parfois appelé :
 - a) filtre réjecteur
 - b) oscillateur à double T
 - c) déphaseur
 - d) pont de Wheatstone
- Pour faire varier la fréquence d'un pont de Wien, il faut modifier :
 - a) une résistance
 - b) deux résistances
 - c) trois résistances
 - d) un condensateur
- L'oscillateur à déphasage possède généralement :
 - a) deux circuits d'avance ou de retard
 - b) trois circuits d'avance ou de retard
 - c) un circuit d'avance-retard
 - d) un filtre à double T

12. Pour le départ des oscillations, il faut un gain de boucle supérieur à 1 lorsque le déphasage de la boucle vaut :
- a) 90° c) 270°
 b) 180° d) 360°
13. L'oscillateur LC le plus utilisé est :
- a) l'Armstrong c) le Colpitts
 b) le Clapp d) le Hartley
14. Une forte réaction dans un oscillateur LC :
- a) empêche l'amorçage du circuit
 b) entraîne la saturation et la coupure
 c) donne une tension de sortie maximale
 d) signifie que le taux B est faible
15. Lorsque le coefficient Q diminue dans un oscillateur Colpitts, la fréquence des oscillations :
- a) diminue c) augmente
 b) reste la même d) devient aléatoire
16. Le couplage par lien correspond :
- a) au couplage capacitif
 b) au couplage par transformateur
 c) au couplage par résistance
 d) au couplage de puissance
17. L'oscillateur Hartley utilise :
- a) une réaction négative
 b) deux inductances
 c) une lampe tungstène
 d) une bobine de réaction
18. Pour faire varier la fréquence d'un oscillateur LC, il faut modifier :
- a) une résistance c) trois résistances
 b) deux résistances d) une capacité
19. Parmi les oscillateurs suivants, lequel est le moins stable en fréquence ?
- a) Armstrong c) Colpitts
 b) Clapp d) Hartley
20. L'effet piézoélectrique existe dans :
- a) le quartz
 b) le sel de Rochelle
 c) la tourmaline
 d) tous les matériaux précédents
21. Les cristaux ont :
- a) un très petit coefficient Q
 b) un très grand coefficient Q
 c) une très petite inductance
 d) une très grande résistance
22. Les fréquences de résonance série et parallèle d'un cristal sont :
- a) très voisines c) identiques
 b) très éloignées d) des basses fréquences
23. Le type d'oscillateur d'une montre électronique est :
- a) un oscillateur Armstrong
 b) un oscillateur Clapp
 c) un oscillateur Colpitts
 d) un oscillateur à quartz
24. Un temporisateur 555 en monostable possède le nombre suivant d'états stables :
- a) 0 c) 2
 b) 1 d) 3
25. Un temporisateur 555 en astable possède le nombre suivant d'états stables :
- a) 0 c) 2
 b) 1 d) 3
26. La largeur d'impulsion d'un multivibrateur monostable augmente quand :
- a) la tension d'alimentation augmente
 b) la résistance de temporisation diminue
 c) le PDS décroît
 d) la capacité de temporisation augmente
27. Le signal de sortie d'un temporisateur 555 :
- a) est sinusoïdal c) est rectangulaire
 b) est triangulaire d) est elliptique
28. La grandeur constante dans une modulation d'impulsions en largeur est :
- a) la largeur de l'impulsion
 b) la période
 c) le coefficient de remplissage
 d) l'espace
29. La grandeur constante dans une modulation d'impulsions en position est :
- a) la largeur de l'impulsion
 b) la période
 c) le coefficient de remplissage
 d) l'espace
30. Quand une PLL est verrouillée sur la fréquence d'entrée, la fréquence du VCO :
- a) est inférieure à f_0 c) est égale à f_0
 b) est supérieure à f_0 d) est égal à f_{in}
31. La largeur de bande du filtre passe-bas d'une PLL détermine :
- a) la plage de capture
 b) la plage de verrouillage
 c) la fréquence d'oscillation libre
 d) la différence de phase
32. La fréquence de sortie d'un XR-2206 varie selon :
- a) une résistance externe
 b) une capacité externe
 c) une tension externe
 d) toutes les réponses ci-dessus
33. FSK est une technique qui permet de commander :
- a) une fonction c) une fréquence
 b) une amplitude d) une phase

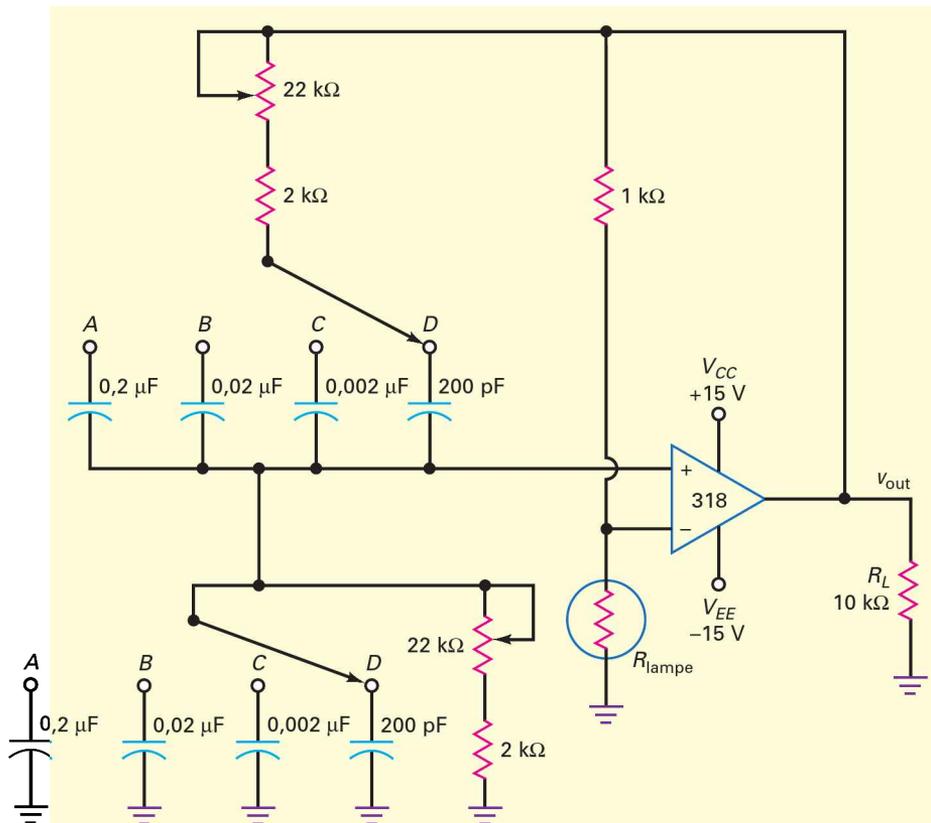
Exercices

21.2 L'oscillateur à pont de Wien

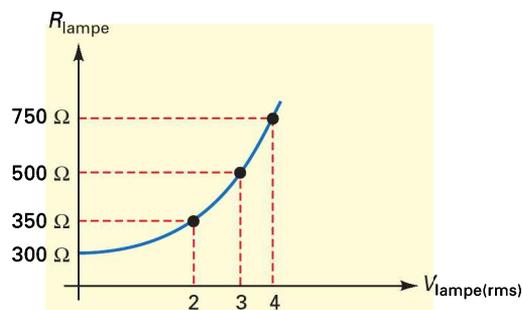
- 21.1** L'oscillateur à pont de Wien de la figure 21.53a utilise une lampe avec les caractéristiques données sur la figure 21.53b. Quelle est la tension de sortie ?
- 21.2** Le commutateur sur la position D dans la figure 21.53a correspond à la gamme de fréquence la plus élevée de l'oscillateur. La fréquence peut varier grâce aux

potentiomètres jumelés. Quelles sont les fréquences d'oscillation minimale et maximale de cette gamme ?

- 21.3** Calculez les fréquences d'oscillation minimale et maximale pour chaque position des commutateurs jumelés (figure 21.53a).
- 21.4** Pour amener la tension de sortie sur la figure 21.53a à $6 V_{\text{eff}}$, que doit-on modifier ?
- 21.5** Sur la figure 21.53a, la fréquence de coupure de l'ampli avec contre-réaction est supérieure d'au moins une décade à la fréquence d'oscillation maximale. Quelle est la valeur de cette fréquence de coupure ?



(a)



(b)

Figure 21.53

21.3 Autres oscillateurs RC

- 21.6** Dans l'oscillateur à double T de la figure 21.12, $R = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$. Quelle est la fréquence d'oscillation ?
- 21.7** Si les valeurs de l'exercice 21.6 sont doublées, que devient la fréquence d'oscillation ?

21.4 L'oscillateur Colpitts

- 21.8** Quelle est la valeur approximative du courant émetteur DC sur la figure 21.50 ? Quelle est la valeur de la tension DC entre collecteur et émetteur ?
- 21.9** Quelle est la valeur approximative de la fréquence d'oscillation sur la figure 21.54 ? Quelle est la valeur de B ? Quelle est la valeur minimale de A pour l'amorçage de l'oscillateur ?
- 21.10** L'oscillateur de la figure 21.54 est repensé pour devenir un oscillateur BC similaire à celui de la figure 21.18 ; que vaut le taux de réaction ?
- 21.11** Si, dans la figure 21.54, la valeur de L est doublée, que devient la fréquence d'oscillation ?
- 21.12** Que doit valoir l'inductance de la figure 21.54 pour doubler la fréquence d'oscillation ?

21.5 Autres oscillateurs LC

- 21.13** Dans la figure 21.54, un condensateur de 47 pF est placé en série avec l'inductance $10 \text{ }\mu\text{H}$; le circuit devient un oscillateur Clapp. Quelle est la fréquence d'oscillation ?
- 21.14** Un oscillateur Hartley semblable à celui représenté sur la figure 21.22 présente les valeurs suivantes : $L_1 = 1 \text{ }\mu\text{H}$ et $L_2 = 0,2 \text{ }\mu\text{H}$. Quel est le taux de réaction ? Que vaut la fréquence d'oscillation si $C = 1\,000 \text{ pF}$? Quelle est la tension nécessaire pour amorcer les oscillations ?
- 21.15** Un oscillateur Armstrong présente $M = 0,1 \text{ }\mu\text{H}$ et $L = 3,3 \text{ }\mu\text{H}$. Que vaut le taux de réaction ? Quel est le gain en tension minimal pour amorcer les oscillations ?

21.6 Le cristal de quartz

- 21.16** La fréquence fondamentale d'un cristal de quartz est 5 MHz . Quelles sont les valeurs approximatives du premier, du deuxième et du troisième harmoniques ?
- 21.17** Un cristal a une épaisseur t . Que devient sa fréquence pour une diminution de l'épaisseur égale à 1% ?
- 21.18** Un cristal présente les valeurs suivantes : $L = 1 \text{ H}$, $C_s = 0,01 \text{ pF}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$ et $C_m = 20 \text{ pF}$. Quelle est la valeur de la fréquence de résonance série ? Quelle

est la valeur de la fréquence de résonance parallèle ? Que vaut le coefficient Q à ces deux fréquences ?

21.7 Le temporisateur 555

- 21.19** Un temporisateur 555 fonctionne en multivibrateur monostable. Si la résistance extérieure R vaut $10 \text{ k}\Omega$ et si le condensateur extérieur a une capacité C égale à $0,047 \text{ }\mu\text{F}$, quelle est la largeur de l'impulsion de sortie ?
- 21.20** Sur la figure 21.34, $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R = 2,2 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,2 \text{ }\mu\text{F}$. Quelle est la valeur minimale de l'impulsion de tension de déclenchement ? Quelle est la valeur maximale de la tension sur le condensateur ? Quelle est la largeur de l'impulsion de sortie ?

21.8 Fonctionnement du temporisateur 555 en astable

- 21.21** Un temporisateur 555 monté en multivibrateur astable présente les composants suivants : $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,0022 \text{ }\mu\text{F}$. Quelle est la valeur de la fréquence de sortie ?
- 21.22** Sur la figure 21.37, les valeurs des composants sont les suivantes : $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,047 \text{ }\mu\text{F}$. Quelle est la valeur de la fréquence du signal de sortie ? Quelle est la valeur du coefficient de remplissage ?

21.9 Montages à base du temporisateur 555

- 21.23** Un modulateur d'impulsions en largeur semblable à celui représenté sur la figure 21.41 présente les valeurs suivantes : $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R = 5,1 \text{ k}\Omega$ et $C = 1 \text{ nF}$. La fréquence de l'horloge vaut 10 kHz . Pour une tension crête du signal de modulation égale à $1,5 \text{ V}$, quelle est la période des impulsions de sortie ? Quelle est la largeur de l'impulsion de sortie au repos ? Quelles sont les valeurs minimale et maximale de cette largeur ? Quels sont les coefficients de remplissage minimal et maximal ?
- 21.24** Un modulateur d'impulsions en position semblable à celui représenté sur la figure 21.42 présente les valeurs suivantes : $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$ et $C = 4,7 \text{ nF}$. Quelles sont les valeurs de la largeur et de la période de l'impulsion de sortie au repos ? Pour une tension crête du signal de modulation égale à $1,5 \text{ V}$, quelles sont les valeurs minimale et maximale de la largeur de l'impulsion de sortie ? Que vaut l'intervalle entre deux impulsions ?
- 21.25** Le générateur de rampe illustré par la figure 21.43 possède un courant collecteur constant égal à $0,5 \text{ mA}$.

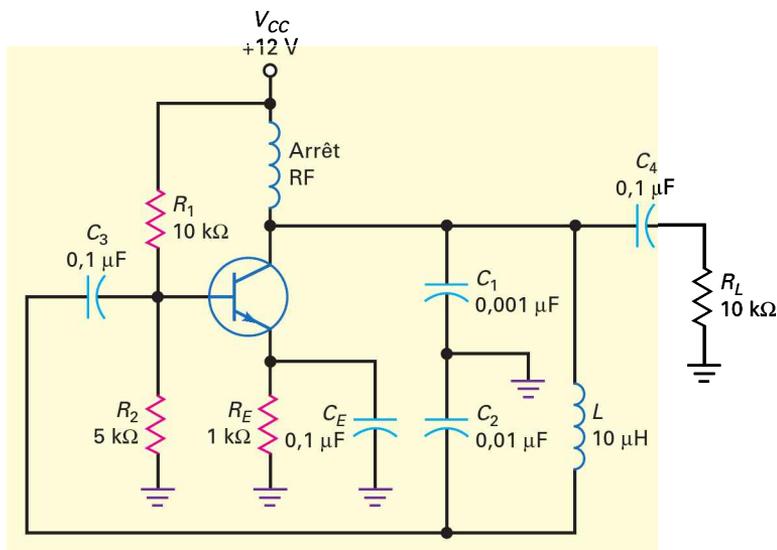


Figure 21.54

Pour $V_{CC} = 10 \text{ V}$ et $C = 47 \text{ nF}$, quelle est la pente de la rampe ? Quelle est sa valeur crête ? Quelle est sa durée ?

21.11 Générateur de fonction monolithique

- 21.26** Sur la figure 21.50, si l'interrupteur S_1 est fermé, $R = 20 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 40 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,1 \mu\text{F}$, quelles sont la forme, l'amplitude et la fréquence des signaux de sortie sur la broche 2 du XR-2206 ?
- 21.27** Sur la figure 21.50, si l'interrupteur S_1 est ouvert, $R = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 40 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,01 \mu\text{F}$, quelles sont la forme, l'amplitude et la fréquence des signaux de sortie sur la broche 2 du XR-2206 ?
- 21.28** Sur la figure 21.51, si $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,1 \mu\text{F}$. Quels sont la fréquence du signal sur la broche 11 du circuit et le coefficient de remplissage ?

Dépannage

- 21.29** Est-ce que la tension de sortie d'un oscillateur à pont de Wien (figure 21.53a) augmente, diminue ou reste la même pour les défauts suivants ?
- La lampe est coupée.
 - La lampe est court-circuitée.
 - Le potentiomètre supérieur est court-circuité.
 - La tension d'alimentation est inférieure de 20 %.
 - La résistance $10 \text{ k}\Omega$ est coupée.

- 21.30** L'oscillateur Colpitts représenté sur la figure 21.54 ne s'amorce pas. Donnez au moins trois défauts possibles.
- 21.31** Vous avez conçu et réalisé un amplificateur. Il amplifie bien un signal à l'entrée, mais le signal de sortie sur l'oscilloscope est flou. Quand vous touchez le circuit, le flou disparaît, laissant un signal parfait. Quel est votre avis sur ce défaut et que faut-il faire pour l'éliminer ?

Approfondissement

- 21.32** Concevez un oscillateur à pont de Wien, semblable à celui représenté sur la figure 21.53a, et possédant les spécifications suivantes : une gamme de fréquence de trois décades allant de 20 Hz à 20 kHz avec une tension de sortie égale à 5 V_{eff} .

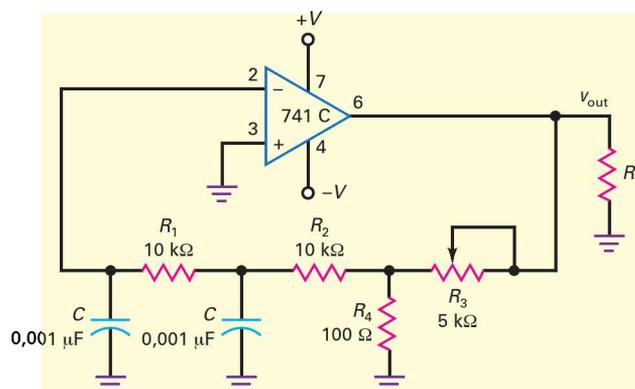


Figure 21.55

- 21.33** Sur la figure 21.54, choisissez la valeur de l'inductance L pour obtenir une fréquence d'oscillation égale à 2,5 MHz.
- 21.34** La figure 21.55 représente un oscillateur à déphasage réalisé avec un ampli op. Si $f_{2(CL)} = 1$ kHz, quelle est la valeur du déphasage de boucle à la fréquence 15,9 kHz ?
- 21.35** Concevez un temporisateur 555 qui oscille librement à 1 kHz avec un facteur de remplissage égal à 75 %.

Questions de débogage avec Multisim

III Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC 21-36** à **MTC 21-40** et correspondent au circuit de la figure 21.37.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

- 21.36** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC21-36**.
- 21.37** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC21-37**.
- 21.38** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC21-38**.
- 21.39** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC21-39**.
- 21.40** Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC21-40**.

Questions d'un recruteur

- Comment un oscillateur sinusoïdal produit-il un signal de sortie sans signal d'entrée ?
- Quel est l'oscillateur utilisé dans la plage de fréquence allant de 5 Hz à 1 MHz ? Pourquoi la sortie est-elle sinusoïdale plutôt qu'écrêtée ?
- Quel est le type d'oscillateur le plus utilisé dans la plage de fréquence qui s'étend de 1 MHz à 500 MHz ?
- Pour produire des oscillations de fréquence fiables et précises, quel est le type d'oscillateur le plus utilisé ?
- Le CI 555 est intensivement utilisé dans les applications comme circuit temporisateur. Quelle est la différence entre la configuration en multivibrateur monostable et multivibrateur astable ?

- Dessinez un schéma simplifié d'une PLL et expliquez le principe du verrouillage sur une fréquence d'entrée.
- Que veut dire *modulation d'impulsions en largeur* ? Que veut dire *modulation d'impulsions en position* ? Illustrez votre explication par des dessins de la forme du signal.
- Supposez que vous réalisiez un ampli à trois étages. Lors des tests, vous découvrez qu'il produit un signal de sortie sans signal d'entrée. Expliquez comment c'est possible. Que faut-il faire pour éliminer le signal indésirable ?
- Comment un oscillateur s'amorce-t-il sans signal d'entrée ?

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 1. a) | 7. c) | 13. c) | 19. b) | 25. a) | 31. a) |
| 2. b) | 8. d) | 14. b) | 20. d) | 26. d) | 32. d) |
| 3. a) | 9. a) | 15. a) | 21. b) | 27. c) | 33. c) |
| 4. c) | 10. b) | 16. b) | 22. a) | 28. b) | |
| 5. b) | 11. b) | 17. b) | 23. d) | 29. d) | |
| 6. a) | 12. d) | 18. d) | 24. b) | 30. d) | |

Avez-vous compris ?

- 21.1** $R = 14,9 \text{ k}\Omega$
- 21.2** $R_{\text{lampe}} = 1,5 \text{ k}\Omega$; $I_{\text{lampe}} = 2 \text{ mA}$; $V_{\text{out}} = 9 V_{\text{eff}}$
- 21.3** $L = 28 \mu\text{H}$
- 21.4** $C = 106 \text{ pF}$; $f_r = 4 \text{ MHz}$
- 21.5** $f_s = 291 \text{ kHz}$; $f_p = 292 \text{ kHz}$
- 21.6** $PDI = 5 \text{ V}$; $PDS = 10 \text{ V}$; $W = 51,7 \text{ ms}$
- 21.8** $f = 136 \text{ Hz}$; $D = 0,667$ ou $66,7\%$
- 21.9** $W = 3,42 \text{ ms}$; $T = 4,4 \text{ ms}$; $D = 0,778$; $f = 227 \text{ Hz}$
- 21.10** $W_{\text{max}} = 146,5 \mu\text{s}$; $D_{\text{max}} = 0,366$
- 21.12** $S = 5V/\text{ms}$; $V = 8 \text{ V}$; $T = 1,6 \text{ ms}$
- 21.13** Signal triangulaire sur la broche 2. Signal carré sur la broche 11. Les deux signaux ont une même fréquence de 500 Hz.
- 21.14** $f = 2,5 \text{ kHz}$; $D = 0,5$

Les alimentations régulées

22

Objectifs

- Décrire le fonctionnement du régulateur shunt.
- Décrire le fonctionnement du régulateur série.
- Décrire les propriétés et le fonctionnement des régulateurs de tension intégrés.
- Expliquer le fonctionnement des convertisseurs DC-DC.
- Déterminer les objectifs et les fonctions des montages élévateurs et des limiteurs de courant.
- Décrire les trois architectures fondamentales des régulateurs à découpage.

Vocabulaire

Architecture	Limitation par retour de courant	Régulateur linéaire intégré	Résistance de détection du courant
Convertisseur continu-continu (DC-DC)	Marge de tension	Régulateur shunt	Tension de décrochement
Déphaseur multiple	Parasite en radiofréquence	Régulateur survolteur	Transistor ballast
Élévateur de courant	Protection contre les courts-circuits	Régulateur survolteur-dévolteur	Transistor de puissance extérieur
Interférence électromagnétique (EMI)	Régulateur à découpage	Régulation de charge	
Interrupteur thermique	Régulateur dévolteur	Régulation de ligne	
Limitation du courant			

En quelques mots

Avec une diode Zener, il est possible de réaliser des régulateurs de tension élémentaires. Maintenant, nous envisageons l'usage de la contre-réaction pour l'amélioration de la régulation de tension. L'étude commence avec les régulateurs linéaires, ceux dont les composants fonctionnent en zone linéaire. Nous analysons deux types de régulateurs linéaires : le type série et le type shunt. Le chapitre se termine avec les régulateurs à découpage dans lesquels les composants basculent entre la conduction et le blocage afin d'améliorer le rendement en puissance.

22.1 Caractéristiques des alimentations

La qualité d'une alimentation dépend de sa régulation de charge, de sa régulation de ligne et de sa résistance de sortie. Dans ce paragraphe, nous étudions toutes ces propriétés, car elles servent souvent à caractériser les alimentations dans les fiches techniques.

22.1.1 La régulation de charge

La figure 22.1 représente un redresseur en pont avec un filtre à condensateur en tête. Une modification de la valeur de la résistance de charge entraîne une variation de la tension sur cette charge. La diminution de la valeur de la résistance de charge provoque une augmentation de l'ondulation résiduelle et entraîne une chute de tension plus importante dans les enroulements du transformateur et sur les diodes. Par conséquent, toute augmentation du courant de charge entraîne toujours une diminution de la tension sur la charge.

La **régulation de charge** indique l'amplitude de la variation de la tension sur la charge quand le courant qui la traverse varie.

$$\text{Régulation de charge (\%)} : \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100 \quad (22.1)$$

V_{NL} : tension de sortie sans courant de charge (tension sans charge)

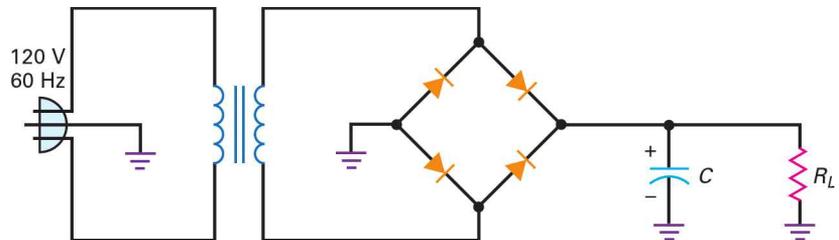
V_{FL} : tension de sortie avec courant de charge maximal (tension pleine charge)

Selon cette définition, la tension V_{NL} apparaît quand le courant de charge est nul alors que la tension V_{FL} correspond au courant de charge maximal supporté par le montage.

Supposons que l'alimentation représentée sur la figure 22.1 possède les valeurs suivantes :

$$V_{NL} = 10,6 \text{ V pour } I_L = 0$$

$$V_{FL} = 9,25 \text{ V pour } I_L = 1 \text{ A}$$



$$\text{Régulation de charge : } \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\%$$

$$\text{Tension sans charge : } V_{NL}$$

$$\text{Tension pleine charge : } V_{FL}$$

$$\text{Régulation de ligne : } \frac{V_{HL} - V_{LL}}{V_{LL}} \times 100\%$$

$$\text{Tension sur la charge pour une faible tension de ligne : } V_{LL}$$

$$\text{Tension sur la charge pour une forte tension de ligne : } V_{HL}$$

Figure 22.1
Alimentation avec un filtre à condensateur en tête.

Alors la relation (22.1) donne :

$$\text{Régulation de charge} : \frac{10,6 \text{ V} - 9,25 \text{ V}}{9,25 \text{ V}} \times 100 \% = 14,6 \%$$

Plus cette grandeur est faible, plus l'alimentation est de bonne qualité. Par exemple, une alimentation bien régulée présente une régulation de charge inférieure à 1 %. Cela signifie que la tension sur la charge varie de moins de 1 % pour toutes les valeurs possibles du courant de charge.

22.1.2 La régulation de ligne

Sur la figure 22.1, la tension de ligne (tension du secteur) a une valeur nominale 120 V. La tension présente à la prise peut varier de $105 V_{\text{eff}}$ à $125 V_{\text{eff}}$, selon l'heure dans la journée, le lieu et d'autres facteurs. Or la tension au secondaire du transformateur est directement proportionnelle à la tension du secteur ; par conséquent, la tension sur la charge varie quand la tension de ligne évolue.

Une autre spécification de la qualité de l'alimentation est la **régulation de ligne**.

$$\text{Régulation de ligne (\%)} : \frac{V_{\text{HL}} - V_{\text{LL}}}{V_{\text{LL}}} \times 100 \quad (22.2)$$

V_{HL} : tension sur la charge pour une tension de ligne forte

V_{LL} : tension sur la charge pour une tension de ligne faible

Supposons que l'alimentation représentée sur la figure 22.1 possède les valeurs suivantes :

$$V_{\text{LL}} = 9,2 \text{ V pour une tension de ligne } 105 V_{\text{eff}}$$

$$V_{\text{HL}} = 11,2 \text{ V pour une tension de ligne } 125 V_{\text{eff}}$$

Alors la relation (22.2) donne :

$$\frac{11,2 \text{ V} - 9,2 \text{ V}}{9,2 \text{ V}} \times 100 \% = 21,7 \%$$

Comme pour la régulation de charge, plus la valeur de la régulation de ligne est faible, plus l'alimentation est de bonne qualité. Par exemple, une alimentation bien régulée présente une régulation de ligne inférieure à 0,1 %. Cela signifie que la tension sur la charge varie de moins de 0,1 % lorsque la tension de ligne varie de $105 V_{\text{eff}}$ à $125 V_{\text{eff}}$.

22.1.3 La résistance de sortie

La résistance de Thévenin ou résistance de sortie de l'alimentation détermine la régulation de charge. Une alimentation comportant une faible résistance de sortie présente une régulation de charge faible. Voici une méthode de calcul de la résistance de sortie :

$$R_{\text{TH}} = \frac{V_{\text{NL}} - V_{\text{FL}}}{I_{\text{FL}}} \quad (22.3)$$

Par exemple, pour les valeurs précédentes (figure 22.1) :

$$V_{\text{NL}} = 10,6 \text{ V pour } I_{\text{L}} = 0$$

$$V_{\text{FL}} = 9,25 \text{ V pour } I_{\text{L}} = 1 \text{ A}$$

Bon à Savoir

L'équation (22-3) peut aussi s'écrire :

$$R_{\text{TH}} = \frac{V_{\text{NL}} - V_{\text{FL}}}{V_{\text{FL}}} \times R_{\text{L}}$$

La résistance de sortie de cette alimentation vaut :

$$R_{TH} = \frac{10,6 \text{ V} - 9,25 \text{ V}}{1 \text{ A}} = 1,35 \Omega$$

La figure 22.2 représente la courbe de la tension sur la charge en fonction du courant de charge. Nous voyons que la tension diminue quand le courant augmente. La variation de la tension sur la charge ($V_{NL} - V_{FL}$) divisée par la variation du courant de charge (I_{FL}) donne la valeur de la résistance de sortie de l'alimentation. Plus la droite tend vers une horizontale, plus la résistance de sortie est faible.

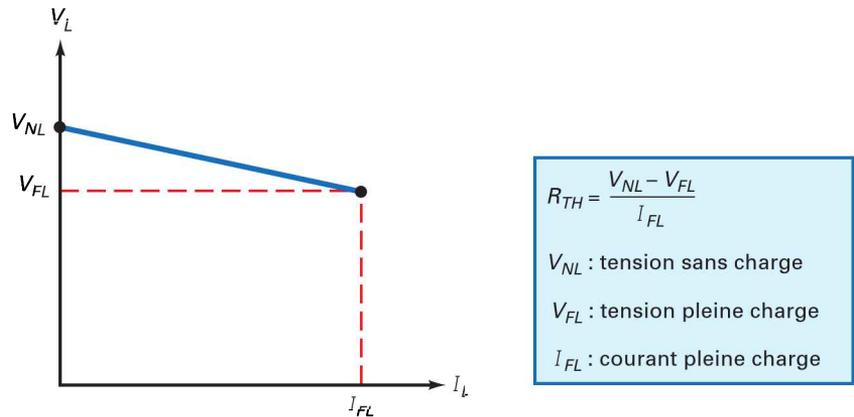


Figure 22.2
Tension sur la charge fonction du courant de charge.

Sur la figure 22.2, le courant de charge I_{FL} est maximal quand la tension sur la charge est minimale, ce qui donne une autre expression de la régulation de charge.

$$\text{Régulation de charge (\%)} : \frac{R_{TH}}{R_{L(\min)}} \times 100 \quad (22.4)$$

Par exemple, pour une alimentation ayant $1,5 \Omega$ de résistance de sortie et une résistance de charge minimale égale à 10Ω , sa régulation de charge est :

$$\frac{1,5 \Omega}{10 \Omega} \times 100 \% = 15 \%$$

22.2 Les régulateurs shunts

La régulation de ligne et la régulation de charge d'une alimentation non régulée présentent des valeurs trop importantes pour la plupart des applications. En utilisant un régulateur de tension entre l'alimentation et la charge, on augmente de façon appréciable la stabilité. Le régulateur de tension linéaire utilise la région linéaire d'un composant pour maintenir la tension sur la charge constante. Il existe deux types fondamentaux de régulateurs de tension linéaires, le type shunt et le type série. Dans le régulateur shunt, la charge se trouve en parallèle avec le composant de régulation.

22.2.1 Le régulateur Zener

Le **régulateur shunt** le plus simple est le montage à diode Zener représenté sur la figure 22.3. La diode Zener fonctionne dans sa région de claquage en donnant

une tension de sortie égale à sa tension Zener. Quand le courant de charge varie, le courant Zener augmente ou diminue pour garder le courant dans la résistance R_S constant. Avec un régulateur shunt, toute variation du courant de charge est complétée par une variation opposée du courant shunt. Si le courant de charge augmente de 1 mA, le courant shunt diminue de 1 mA. Inversement, toute diminution de 1 mA du courant de charge entraîne une augmentation de 1 mA du courant shunt.

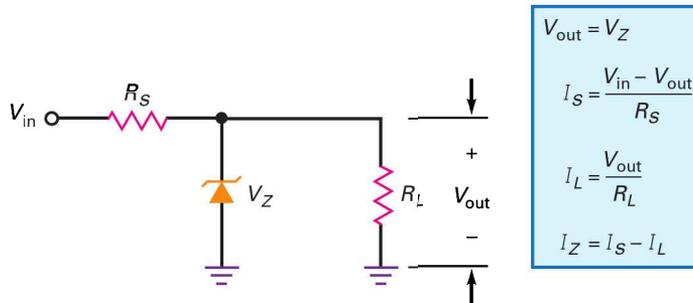


Figure 22.3
Le régulateur Zener est un régulateur shunt.

Comme le montre la figure 22.3, l'expression du courant dans la résistance en série est :

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S}$$

Ce courant est le *courant d'entrée* dans le régulateur shunt. Lorsque la tension d'entrée est constante, ce courant d'entrée est presque constant lorsque le courant de charge varie. Voici comment reconnaître un régulateur shunt : une variation du courant de sortie n'a presque pas d'influence sur le courant d'entrée.

Pour terminer, sur la figure 22.3, le courant de charge maximal en présence de régulation est atteint lorsque le courant dans la diode Zener est presque nul. Par conséquent, le courant de charge maximal (figure 22.3) est égal au courant d'entrée. Cela est vrai pour tout régulateur shunt. Le courant maximal de sortie avec une sortie régulée est égal au courant d'entrée.

Bon à Savoir

Dans la figure 22.3, il faut se souvenir que V_{out} change légèrement quand le courant Zener varie. La variation de V_{out} peut être calculée par $\Delta V_{out} = \Delta I_Z R_Z$ ou $\Delta V_{out} = \Delta I_Z R_Z$ où R_Z est l'impédance Zener.

22.2.2 Tension Zener et chute de tension sur la diode

Pour les courants de charge importants, la régulation de charge d'un régulateur Zener (figure 22.3) se détériore car la variation du courant dans la diode Zener modifie de manière notable la tension de sortie. On obtient une amélioration de la régulation de charge par l'addition d'un transistor dans le montage, comme le montre la figure 22.4. Avec ce type de régulateur shunt, la tension sur la charge vaut :

$$V_{out} = V_Z + V_{BE} \quad (22.5)$$

Voici comment ce circuit maintient la tension de sortie constante. Si la tension de sortie tente de monter, cette croissance est appliquée sur la base du transistor à travers la diode Zener. Un accroissement de la tension base entraîne une augmentation du courant collecteur qui traverse la résistance R_S . La chute de tension plus importante dans la résistance R_S élimine en grande partie l'augmentation prévue de la tension de sortie. La seule modification visible est une légère augmentation de la tension de sortie.

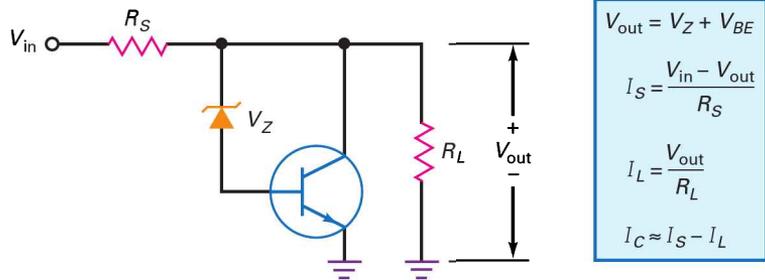


Figure 22.4 Régulateur shunt amélioré.

Inversement, si la tension de sortie diminue, la tension de réaction sur la base du transistor diminue le courant collecteur, et par conséquent la chute de tension sur la résistance R_S . De nouveau, la variation attendue de la tension de sortie est annulée par la variation opposée de la tension sur la résistance en série. Cette fois, la seule modification visible est une légère diminution de la tension de sortie.

22.2.3 Tensions de sortie supérieures

La figure 22.5 représente un autre régulateur shunt. Ce montage présente l'avantage de pouvoir utiliser le faible coefficient de température de la tension Zener (entre 5 V et 6 V). La tension de sortie régulée présente approximativement le même coefficient de température que la diode Zener, mais la tension est plus forte. La contre-réaction est semblable à celle du régulateur précédent. Toute tentative de variation de la tension de sortie est contrecarrée par le transistor dont les variations de la sortie annulent les variations de l'entrée. Le résultat est une tension de sortie qui varie beaucoup moins en présence de la contre-réaction.

La tension base est :

$$V_B \cong \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$$

C'est une approximation car la relation ne tient pas compte de l'effet du courant base dans le diviseur de tension. Généralement, ce courant est si faible que l'on peut le négliger. La résolution de l'équation précédente donne pour la tension de sortie :

$$V_{out} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_B$$

Sur la figure 22.5, la tension base est la somme de la tension Zener et de la chute de tension V_{BE} :

$$V_B = V_Z + V_{BE}$$

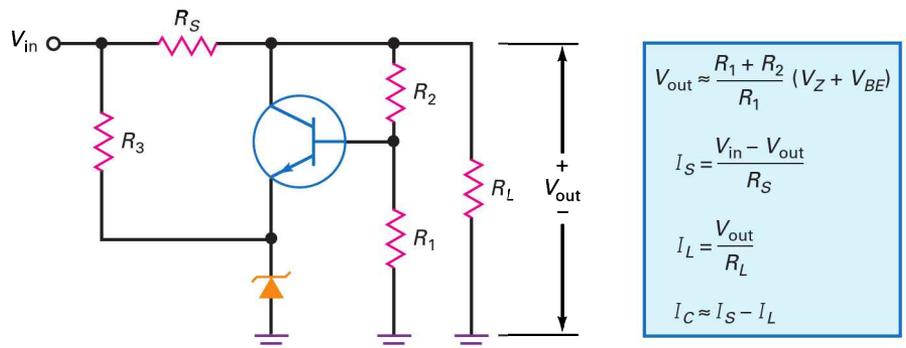


Figure 22.5 Régulateur shunt à forte tension de sortie.

La substitution dans la relation qui précède donne :

$$V_{\text{out}} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_Z + V_{\text{BE}}) \quad (22.6)$$

La figure 22.5 donne les relations pour l'analyse du montage. L'expression du courant collecteur est une approximation car elle ne tient pas compte du courant dans le diviseur de tension (résistances R_1 et R_2). Pour garder le rendement du régulateur aussi grand que possible, on doit prendre les résistances R_1 et R_2 beaucoup plus importantes que la résistance de charge. Par conséquent, le courant dans le diviseur est généralement suffisamment faible pour être négligé en première analyse.

L'inconvénient de ce montage est que toute variation de la tension V_{BE} se retrouve dans la tension de sortie. Bien que très utile pour les applications simples, le circuit de la figure 22.5 peut être amélioré.

22.2.4 Amélioration de la régulation

Une amélioration consiste à réduire l'effet de la variation de la tension V_{BE} sur la tension de sortie selon le schéma de la figure 22.6. La tension Zener maintient l'entrée inverseuse de l'ampli op à une valeur constante. Le diviseur de tension constitué par les résistances R_1 et R_2 ramène une fraction de la tension de sortie sur l'entrée non inverseuse. La sortie de l'ampli op commande la base du transistor shunt. Grâce à la contre-réaction, la tension de sortie reste constante en dépit des variations de la tension de ligne ou des variations de la charge.

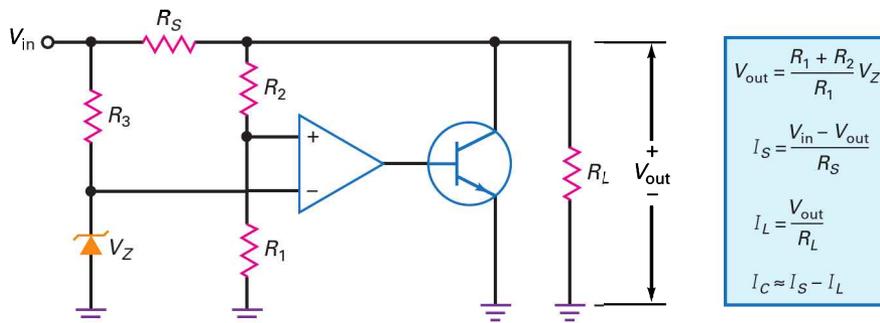


Figure 22.6
Régulateur shunt
avec une forte contre-réaction.

Par exemple, si la tension de sortie tente d'augmenter, le signal de contre-réaction appliqué sur l'entrée non inverseuse augmente. La sortie de l'ampli op polarise la base plus fortement et accroît le courant collecteur. Cette augmentation du courant collecteur entraîne un accroissement de la chute de tension sur la résistance R_S qui annule l'augmentation prévue de la tension sur la charge. Une correction semblable intervient lorsque la tension de sortie veut diminuer. En peu de mots, toute tentative de variation de la tension de sortie est annulée par la contre-réaction.

Sur la figure 22.6, le grand gain en tension de l'ampli op élimine la tension V_{BE} dans la relation (22.6) (une situation identique s'est produite dans les circuits actifs à diodes envisagés au chapitre précédent). À cause de cela, la tension de sortie devient :

$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z \quad (22.7)$$

22.2.5 Protection contre les courts-circuits

L'avantage du régulateur shunt est qu'il réalise une **protection contre les courts-circuits**. Si nous mettons délibérément un court-circuit sur la résistance de charge dans la figure 22.6, aucun composant du régulateur ne sera détruit. Tout ce qui arrive, c'est une augmentation du courant d'entrée qui devient :

$$I_S = \frac{V_{in}}{R_S}$$

Ce courant est insuffisant pour détruire un composant quelconque d'un régulateur shunt classique.

22.2.6 Rendement

Le *rendement* est un critère pour la comparaison entre des régulateurs de conceptions différentes.

$$\text{Rendement} : \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \% \quad (22.8)$$

P_{out} représente la puissance sur la charge ($V_{out}I_L$) et P_{in} la puissance d'entrée ($V_{in}I_{in}$). La différence entre ces deux puissances est $P_{rég}$: c'est la puissance consommée par les composants du régulateur :

$$P_{rég} = P_{in} - P_{out}$$

Pour les régulateurs shunts des figures 22.4 à 22.6, les dissipations de puissance dans la résistance R_S et dans le transistor sont les plus importantes.

||| Multisim

Question 22.1

Dans la figure 22.4, $V_{in} = 15 \text{ V}$; $R_S = 10 \ \Omega$; $V_Z = 9,1 \text{ V}$; $V_{BE} = 0,8 \text{ V}$; $R_L = 40 \ \Omega$. Quelles sont les valeurs de la tension de sortie, du courant d'entrée, du courant de charge et du courant collecteur ?

Réponse Avec les équations de la figure 22.4, nous pouvons faire les calculs suivants :

$$V_{out} = V_Z + V_{BE} = 9,1 \text{ V} + 0,8 \text{ V} = 9,9 \text{ V}$$

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15 \text{ V} - 9,9 \text{ V}}{10 \ \Omega} = 510 \text{ mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9,9 \text{ V}}{40 \ \Omega} = 248 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_S - I_L = 510 \text{ mA} - 248 \text{ mA} = 262 \text{ mA}$$

22.1 Avez-vous compris ? Reprendre la question 22.1 avec $V_{in} = 12 \text{ V}$ et $V_Z = 6,8 \text{ V}$.

Question 22.2

Le régulateur shunt représenté sur la figure 22.5 possède les valeurs suivantes : $V_{in} = 15 \text{ V}$; $R_S = 10 \text{ } \Omega$; $V_Z = 6,2 \text{ V}$; $V_{BE} = 0,81 \text{ V}$; $R_L = 40 \text{ } \Omega$. Si $R_1 = 750 \text{ } \Omega$ et $R_2 = 250 \text{ } \Omega$, quelles sont les valeurs approximatives de la tension de sortie, du courant d'entrée, du courant de charge et du courant collecteur ?

Réponse Avec les relations données à la figure 22.5, nous obtenons :

$$V_{out} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_Z + V_{BE}) = \frac{750 \text{ } \Omega + 250 \text{ } \Omega}{750 \text{ } \Omega} (6,2 \text{ V} + 0,81 \text{ V}) = 9,35 \text{ V}$$

La tension de sortie exacte est un peu supérieure à cause du courant base dans la résistance R_2 . Les valeurs approximatives des courants sont :

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15 \text{ V} - 9,35 \text{ V}}{10 \text{ } \Omega} = 565 \text{ mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9,35 \text{ V}}{40 \text{ } \Omega} = 234 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_S - I_L = 565 \text{ mA} - 234 \text{ mA} = 331 \text{ mA}$$

22.2 Avez-vous compris ? Reprendre la question 22.2 avec $V_Z = 7,5 \text{ V}$.

Question 22.3

Quelle est la valeur approximative du rendement dans la question précédente ?
Quelle est la puissance dissipée par le régulateur ?

Réponse La tension sur la charge vaut environ 9,35 V et le courant de charge est approximativement égal à 234 mA. La puissance dans la charge vaut :

$$P_{out} = V_{out} I_L = (9,35 \text{ V})(234 \text{ mA}) = 2,19 \text{ W}$$

D'après la figure 22.5, le courant d'entrée vaut :

$$I_{in} = I_S + I_3$$

avec I_3 : courant dans la résistance R_3 .

Dans tout régulateur shunt bien conçu, pour avoir un bon rendement, le courant I_S est beaucoup plus grand que le courant I_3 . Par conséquent, la puissance d'entrée vaut :

$$P_{in} = V_{in} I_{in} \approx V_{in} I_S = (15 \text{ V})(565 \text{ mA}) = 8,48 \text{ W}$$

Le rendement du régulateur est :

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \% = \frac{2,19 \text{ W}}{8,48 \text{ W}} \times 100 \% = 25,8 \%$$

Ce rendement est faible comparé à celui d'autres régulateurs que nous allons étudier (régulateurs séries et régulateurs à découpage). Le faible rendement est l'un des défauts du régulateur shunt. Cela vient de la dissipation de puissance dans la résistance en série et dans le transistor shunt. Cette puissance est égale à :

$$P_{reg} = P_{in} - P_{out} \approx 8,48 \text{ W} - 2,19 \text{ W} = 6,29 \text{ W}$$

22.3 Avez-vous compris ? Reprendre la question 22.3 avec $V_Z = 7,5 \text{ V}$.

Question 22.4

Le régulateur shunt représenté sur la figure 22.6 possède les valeurs suivantes : $V_{in} = 15 \text{ V}$; $R_S = 10 \Omega$; $V_Z = 6,8 \text{ V}$; $R_L = 40 \Omega$. Si $R_1 = 7,5 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 2,5 \text{ k}\Omega$, quelles sont les valeurs approximatives de la tension de sortie, du courant d'entrée, du courant de charge et du courant collecteur ?

Réponse Avec les relations données à la figure 22.6, nous obtenons :

$$V_{out} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z = \frac{7,5 \text{ k}\Omega + 2,5 \text{ k}\Omega}{7,5 \text{ k}\Omega} (6,8 \text{ V}) = 9,07 \text{ V}$$

$$I_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_S} = \frac{15 \text{ V} - 9,07 \text{ V}}{10 \Omega} = 593 \text{ mA}$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{9,07 \text{ V}}{40 \Omega} = 227 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_S - I_L = 593 \text{ mA} - 227 \text{ mA} = 366 \text{ mA}$$

22.4 Avez-vous compris ? Reprendre la question 22.4, passer V_{in} à 12 V et calculer la valeur approximative du courant collecteur. Quelle est la puissance approximative dissipée par R_S ?

Question 22.5

Calculez le courant de charge maximal pour les questions 22.1, 22.2 et 22.4.

Réponse Nous avons vu précédemment que tout régulateur shunt présente un courant de charge maximal approximativement égal au courant dans R_S . Or, nous avons déjà calculé ce courant I_S dans les questions 22.1, 22.2 et 22.4 ; les courants demandés sont :

$$I_{max} = 510 \text{ mA}$$

$$I_{max} = 565 \text{ mA}$$

$$I_{max} = 593 \text{ mA}$$

Question 22.6

Lors du test du régulateur shunt représenté sur la figure 22.5, nous avons obtenu les valeurs suivantes : $V_{NL} = 9,91 \text{ V}$; $V_{FL} = 9,81 \text{ V}$; $V_{HL} = 9,94 \text{ V}$; $V_{LL} = 9,79 \text{ V}$. Quelle est la régulation de charge ? Quelle est la régulation de ligne ?

Réponse

$$\text{Régulation de charge} : \frac{9,91 \text{ V} - 9,81 \text{ V}}{9,81 \text{ V}} \times 100 \% = 1,02 \%$$

$$\text{Régulation de ligne} : \frac{9,94 \text{ V} - 9,79 \text{ V}}{9,79 \text{ V}} \times 100 \% = 1,53 \%$$

22.6 Avez-vous compris ? Reprendre la question 22.6 avec $V_{NL} = 9,91 \text{ V}$, $V_{FL} = 9,70 \text{ V}$, $V_{HL} = 10,0 \text{ V}$ et $V_{LL} = 9,68 \text{ V}$.

22.3 Les régulateurs séries

Le défaut du régulateur shunt est son faible rendement provoqué par des pertes importantes dans la résistance en série et le transistor shunt. Si ce rendement n'est pas primordial, ces régulateurs peuvent cependant être utilisés pour leur simplicité.

22.3.1 Un meilleur rendement

Lorsque le rendement est primordial, on utilise le régulateur série ou le régulateur à découpage. Le régulateur à découpage est le régulateur le plus efficace de tous. Il présente un rendement en pleine charge d'environ 75 % jusqu'à plus de 95 %. Malheureusement, il est *bruyant* car il produit des **parasites en radiofréquences** engendrés par la commutation d'un transistor à des fréquences de 10 kHz à plus de 100 kHz. Un autre défaut du régulateur à découpage est sa complexité de conception et de réalisation.

Par contre, le régulateur série est *calme* car son transistor fonctionne perpétuellement dans la zone linéaire. De plus, ce type de régulateur est relativement simple à concevoir et à réaliser par rapport au régulateur à découpage. Finalement, le régulateur série possède un rendement en pleine charge allant de 50 % à 70 %, valeur suffisante pour la plupart des applications ayant une puissance sur la charge inférieure à 10 W.

Les arguments précédents font que le régulateur série est choisi pour la plupart des applications où la puissance sur la charge n'est pas trop importante. Simplicité, fonctionnement non bruyant, puissance dissipée dans le transistor acceptable, tout cela milite pour l'utilisation du régulateur série présenté dans ce paragraphe.

22.3.2 Le suiveur Zener

Le régulateur série le plus simple est le suiveur Zener représenté sur la figure 22.7. Nous avons vu dans un chapitre précédent que la diode Zener fonctionne dans sa zone de claquage et impose à la base du transistor la valeur de sa tension Zener. Le transistor est monté en émetteur suiveur et la tension sur la charge vaut :

$$V_{\text{out}} = V_Z + V_{\text{BE}} \quad (22.9)$$

Si la tension de ligne ou le courant de charge varie, la tension Zener et la tension base-émetteur évoluent très faiblement. Par conséquent, la tension de sortie présente des petites variations pour de grandes variations de la tension de ligne ou les grandes variations de la charge.

Dans le régulateur série, le courant de charge est sensiblement égal au courant d'entrée car le courant dans la résistance R_S est généralement suffisamment faible pour être ignoré dans une première analyse. Le transistor d'un régulateur série s'appelle **transistor ballast** car tout le courant de charge le traverse.

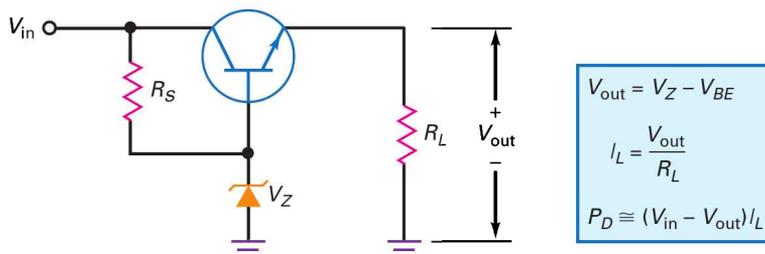


Figure 22.7
Le suiveur Zener
est un régulateur série.

Le régulateur série a un meilleur rendement que le régulateur parallèle car la résistance en série du second a été remplacée par le transistor ballast du premier. Par conséquent, la seule dissipation de puissance significative est celle du transistor. Lorsque les courants de charge sont importants, le régulateur série est préférable au régulateur shunt à cause de son rendement plus important.

Le régulateur shunt présente un courant d'entrée constant lorsque le courant de charge varie. Pour le régulateur série, c'est différent car son courant d'entrée est approximativement égal au courant de charge. Quand le courant de charge d'un régulateur série varie, le courant d'entrée varie de la même quantité. Voici comment reconnaître les diverses conceptions des régulateurs : dans les régulateurs shunts, le courant d'entrée est constant lorsque le courant de sortie varie, tandis que dans les régulateurs séries, le courant d'entrée varie lorsque le courant de sortie varie.

22.3.3 Régulateur à deux transistors

La figure 22.8 représente le régulateur série à deux transistors. Si la tension V_{out} tente d'augmenter à cause d'un accroissement de la tension de ligne ou de la résistance de charge, une tension plus importante est ramenée sur la base du transistor Q_1 . Cela entraîne un courant collecteur du transistor Q_1 plus important dans la résistance R_4 et moins de tension base pour le transistor Q_2 . Cette diminution de la tension de la base de l'émetteur suiveur Q_2 efface presque complètement l'augmentation attendue de la tension de sortie.

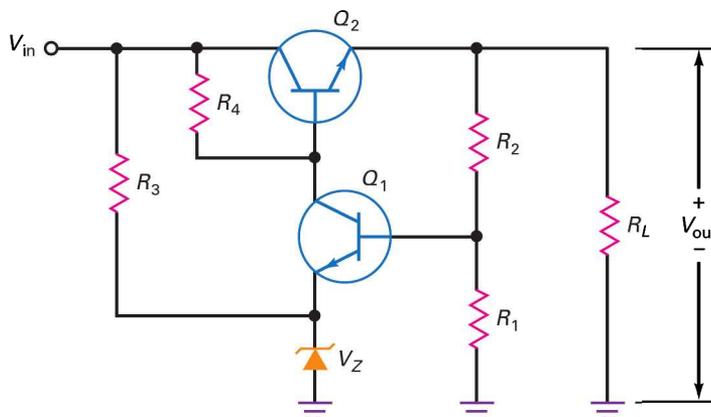
De même, si la tension de sortie tente de diminuer à cause d'un affaiblissement de la tension de ligne ou de la résistance de charge, il y a moins de tension de réaction sur la base du transistor Q_1 . Cela donne moins de tension sur la base du transistor Q_2 et efface presque complètement la diminution attendue de la tension de sortie. Le résultat final est une légère décroissance de cette tension de sortie.

22.3.4 Tension de sortie

La tension de sortie dans la figure 22.8 est donnée par :

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_Z + V_{BE}) \quad (22.10)$$

Avec un régulateur série tel que celui de la figure 22.8, on utilise une diode Zener de faible tension (5 V à 6 V) avec un coefficient de température proche du zéro. La tension de sortie présente à peu près le même coefficient de température.



$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_Z + V_{BE})$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R_L}$$

$$P_D \approx (V_{in} - V_{out}) I_L$$

Figure 22.8
Régulateur série
à composants discrets.

22.3.5 Marge, consommation de puissance et rendement

Sur la figure 22.8, la **marge de tension** est la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie.

$$\text{Marge de tension} : V_{\text{in}} - V_{\text{out}} \quad (22.11)$$

D'après la figure 22.8, le courant dans le transistor ballast vaut :

$$I_C = I_L + I_2$$

avec I_2 le courant dans la résistance R_2 . Pour obtenir un bon rendement, il faut un courant I_2 beaucoup plus petit que le courant en pleine charge I_L . Donc, si pour les courants de charge importants nous ignorons le courant I_2 , nous pouvons écrire :

$$I_C \approx I_L$$

Pour les courants de charge importants, la puissance dissipée dans le transistor ballast est égale au produit de la marge de tension par le courant de charge :

$$P_D \approx (V_{\text{in}} - V_{\text{out}})I_L \quad (22.12)$$

Dans certains régulateurs séries, la puissance dissipée par le transistor ballast est très importante. Dans ce cas, on utilise un radiateur volumineux. Parfois, un ventilateur est nécessaire pour extraire la chaleur accumulée à l'intérieur d'un équipement fermé.

Pour le courant en pleine charge, la plus grande partie de la puissance dissipée se trouve sur le transistor ballast. Puisque le courant qui le traverse est sensiblement égal au courant de charge, on a :

$$\text{Rendement} \approx \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \times 100 \% \quad (22.13)$$

Selon cette approximation, le rendement est le meilleur quand la tension de sortie est aussi importante que la tension d'entrée. Cela donne la marge de tension la plus faible et le meilleur rendement.

Pour améliorer le fonctionnement du régulateur série, on remplace souvent le transistor ballast par un montage Darlington. Cela permet l'utilisation d'un transistor de faible puissance pour commander un transistor de puissance. Cette modification permet aussi l'utilisation de résistances R_1 à R_4 plus importantes pour améliorer le rendement.

22.3.6 Amélioration de la régulation

La figure 22.9 illustre l'utilisation d'un ampli op pour obtenir une meilleure régulation. Si la tension de sortie tend à augmenter, une tension plus importante est ramenée sur l'entrée inverseuse. Cela diminue la sortie de l'ampli op, diminue la tension base du transistor ballast et réduit l'augmentation attendue de la tension de sortie. Dans le cas contraire, la tension de sortie tend à diminuer, une tension plus faible est ramenée sur l'ampli op, augmentant la tension base du transistor ballast, ce qui élimine presque complètement la diminution attendue de la tension de sortie.

Le calcul de la tension de sortie est presque le même que celui du régulateur de la figure 22.8, sauf que le grand gain en tension de l'ampli op élimine la tension V_{BE} dans l'équation. Par conséquent, la tension sur la charge est donnée par :

$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_Z \quad (22.14)$$

Sur la figure 22.9, l'ampli op est monté en amplificateur non inverseur avec un gain en tension boucle fermée égal à :

$$A_{v(CL)} = \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (22.15)$$

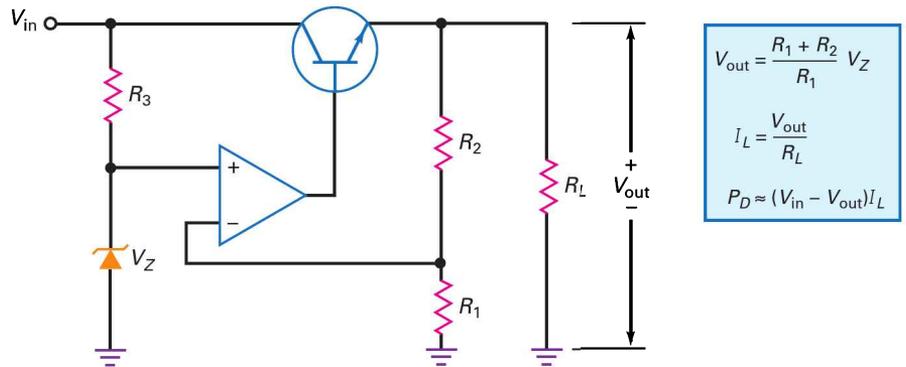


Figure 22.9 Régulateur série à forte contre-réaction.

La tension de Zener est la tension amplifiée, c'est pour cela que l'équation (22.14) s'écrit parfois :

$$V_{out} = A_{v(CL)} V_Z \quad (22.16)$$

Par exemple, pour $A_{v(CL)} = 2$ et $V_Z = 5,6$ V, la tension de sortie vaut 11,2 V.

22.3.7 Limitation du courant

Contrairement au régulateur shunt, le régulateur série ne possède pas de *protection contre les courts-circuits*. Le courant de charge peut vouloir tendre vers l'infini et détruire le transistor ballast si un court-circuit accidentel sur la charge intervient. Il peut aussi détruire une ou plusieurs diodes appartenant à l'alimentation non régulée reliée au régulateur. Pour se protéger, les régulateurs séries comportent généralement une méthode de **limitation du courant**.

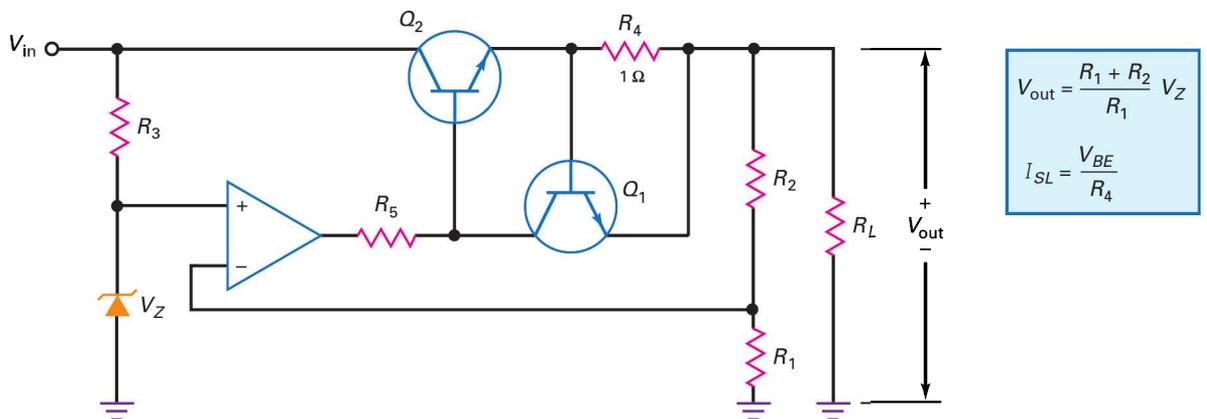


Figure 22.10 Régulateur série avec limitation de courant.

La figure 22.10 représente un montage destiné à limiter le courant à des valeurs admissibles. R_4 est une petite résistance appelée **résistance de détection du courant**. Pour notre étude, nous prenons $R_4 = 1 \Omega$. Le courant de charge traverse

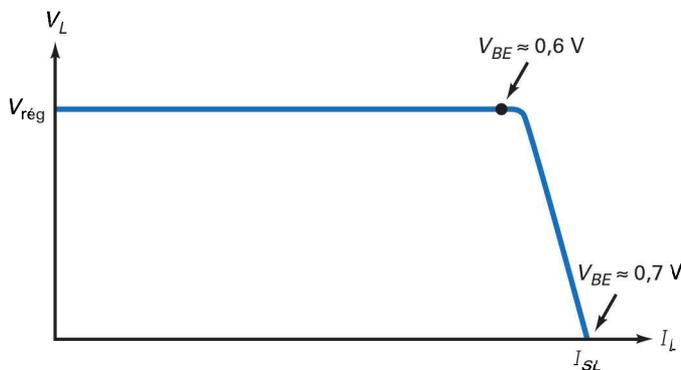
cette résistance de détection du courant, et c'est elle qui donne la tension base-émetteur du transistor Q_1 .

Lorsque le courant de charge est inférieur à 600 mA, la tension sur R_4 est inférieure à 0,6 V, le transistor Q_1 est ouvert et le régulateur fonctionne comme précédemment. Lorsque ce courant se situe entre 600 mA et 700 mA, la tension sur la résistance R_4 est comprise entre 0,6 V et 0,7 V. Cela met le transistor Q_1 en conduction et son courant collecteur traverse la résistance R_5 . La tension base du transistor Q_2 décroît, ce qui diminue la tension de sortie et le courant de charge.

Si la charge est court-circuitée, le transistor Q_1 conduit fortement et amène la tension base du transistor Q_2 à environ 1,4 V (deux V_{BE} au-dessus de la masse). Le courant dans le transistor ballast est généralement limité à 700 mA. Cette limitation peut être légèrement plus grande ou plus petite, cela dépend des paramètres des deux transistors.

Parfois, on ajoute une résistance R_3 dans le circuit (figure 22.10) car l'impédance de sortie de l'ampli op est très faible (généralement 75 Ω). Sans cette dernière, le transistor détecteur de courant n'a pas assez de gain en tension pour donner une limitation de courant très sensible. Il faut choisir une valeur de la résistance R_3 suffisante pour donner du gain en tension, mais pas trop forte pour préserver la commande de l'ampli op sur le transistor ballast. Les valeurs classiques de la résistance R_3 s'échelonnent entre quelques centaines et quelques milliers d'ohms.

La figure 22.11 résume la notion de limitation de courant. Approximativement, la courbe montre que la limitation du courant débute à une tension 0,6 V et que les conditions de charge en court-circuit interviennent à 0,7 V. Lorsque le courant de charge est faible, la tension de sortie est régulée à $V_{\text{rég}}$. Lorsque ce courant I_L augmente, la tension sur la charge reste constante jusqu'à ce que la tension V_{BE} atteigne environ 0,6 V. Au-delà, le transistor Q_1 se met à conduire et la limitation apparaît. Une augmentation supplémentaire du courant I_L diminue la tension sur la charge et la régulation disparaît. Lorsque la charge est court-circuitée, la valeur du courant de sortie est I_{SL} , le courant de *charge court-circuitée*.



Bon à Savoir

Dans les alimentations de puissance régulées commerciales, R_4 de la figure 22.10 est souvent une résistance variable. Cela permet à l'utilisateur de choisir le courant de sortie maximal pour une application particulière.

Figure 22.11
Graphique de la tension sur la charge en fonction du courant de charge avec une limitation en courant simple.

Avec une sortie en court-circuit sur la figure 22.10, le courant de sortie vaut :

$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{R_4} \quad (22.17)$$

avec la tension V_{BE} sensiblement égale à 0,7 V. Pour les courants de charge importants, la tension V_{BE} du transistor détecteur de courant peut être parfois plus

grande. Nous utilisons une résistance R_4 égale à $1\ \Omega$ dans notre étude. En modifiant cette valeur, nous obtenons une limitation à n'importe quel niveau. Par exemple, pour $R_4 = 10\ \Omega$, la limitation de courant apparaît aux environs de 60 mA avec un courant sortie court-circuitée égal à 70 mA.

22.3.8 Limitation par retour de courant

La limitation de courant est une grande amélioration car elle protège le transistor ballast et les diodes de redressement dans le cas où la sortie est accidentellement court-circuitée. Mais elle présente un inconvénient, c'est la forte dissipation de puissance dans le transistor ballast en cas de court-circuit. En court-circuitant la charge, presque toute la tension d'entrée apparaît aux bornes du transistor de passage.

Pour éviter ce fait, on peut ajouter une **limitation par retour de courant** (figure 22.12). La tension sur la résistance de détection du courant R_4 est appliquée à un diviseur de tension (R_6 et R_7) dont la sortie commande la base du transistor Q_1 . Pour la plus grande partie de la gamme des valeurs du courant de charge, la tension sur la base du transistor Q_1 est inférieure à la tension émetteur et la tension V_{BE} est négative. Cela met le transistor Q_1 au blocage.

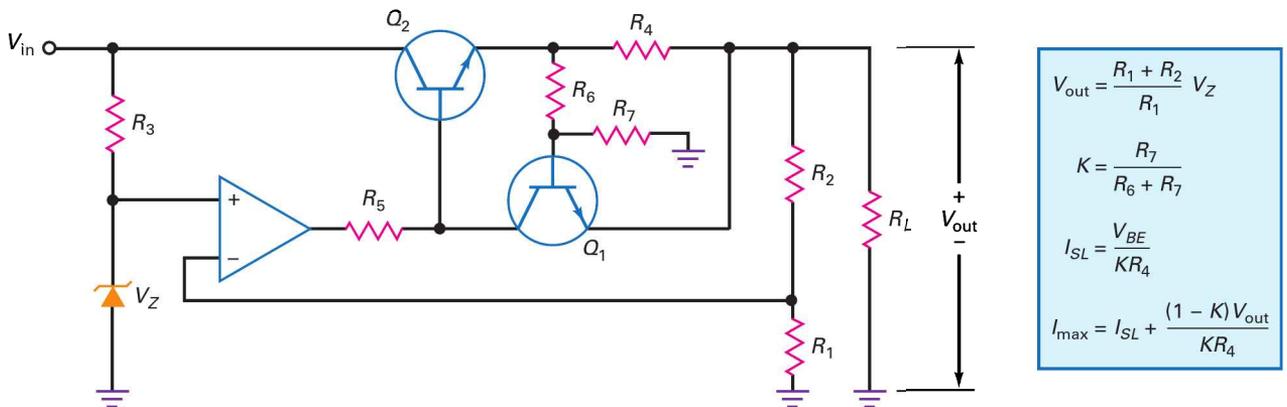


Figure 22.12
Régulateur série
avec limitation par
retour de courant.

Pour un courant de charge suffisant, la tension base du transistor Q_1 devient supérieure à la tension émetteur. Quand $0,6\text{ V} < V_{BE} < 0,7\text{ V}$, la limitation de courant apparaît. Au-delà, toute diminution supplémentaire de la résistance de charge provoque un retour (une diminution) du courant. Par conséquent, le courant sortie court-circuitée est beaucoup plus faible avec une limitation par retour de courant.

La figure 22.13 illustre la variation de la tension de sortie en fonction du courant de charge. La tension sur la charge est constante jusqu'à la valeur maximale du courant I_{max} . À cet endroit, la limitation de courant apparaît. Toute diminution supplémentaire de la charge entraîne un repli du courant. Pour une sortie court-circuitée, la valeur du courant est I_{SL} . Le principal avantage de ce type de limitation est la diminution de la puissance dissipée par le transistor ballast dans le cas d'un court-circuit accidentel sur la sortie.

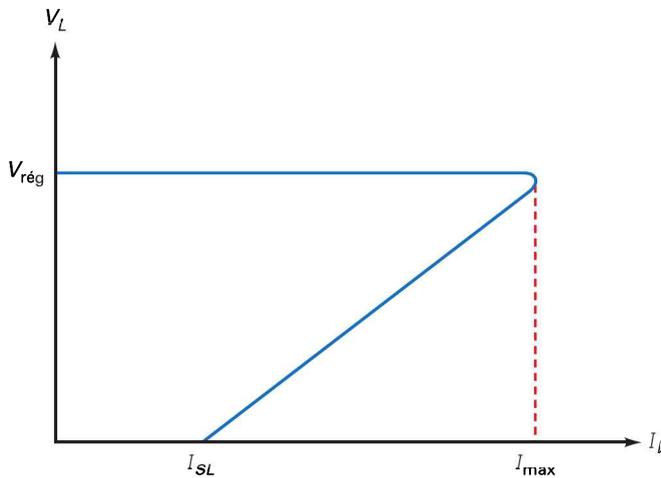


Figure 22.13
Tension sur la charge en fonction du courant de charge avec une limitation par retour de courant.

Sur la figure 22.13, la puissance dissipée par le transistor en pleine charge est :

$$P_D = (V_{\text{in}} - V_{\text{rég}})I_{\text{max}}$$

Dans le cas d'une sortie court-circuitée, la puissance dissipée est approximativement :

$$P_D \approx V_{\text{in}}I_{\text{SL}}$$

Classiquement, le concepteur prend une valeur du courant I_{SL} qui est deux ou trois fois plus petite que I_{max} . En faisant cela, la puissance dissipée par le transistor ballast pour la sortie court-circuitée est inférieure à la puissance dissipée en régime de pleine charge.

Question 22.7



Calculez, sur la figure 22.14, la valeur approximative de la tension de sortie. Quelle est la puissance dissipée par le transistor ballast ?

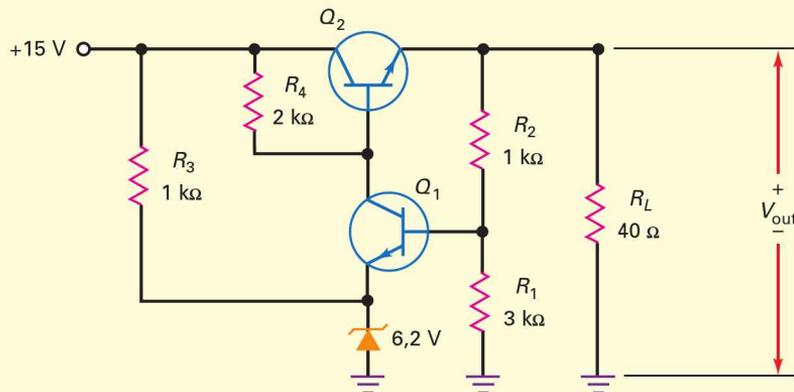


Figure 22.14

Réponse Avec les relations de la figure 22.8 :

$$V_{\text{out}} = \frac{3 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega}{3 \text{ k}\Omega} (6,2 \text{ V} + 0,7 \text{ V}) = 9,2 \text{ V}$$

Le courant dans le transistor est sensiblement le même que le courant de charge :

$$I_C = \frac{9,2 \text{ V}}{40 \Omega} = 230 \text{ mA}$$

La puissance dissipée par le transistor vaut :

$$P_D = (15 \text{ V} - 9,2 \text{ V})(230 \text{ mA}) = 1,33 \text{ W}$$

22.7 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 22.14, passer la tension d'entrée à + 12 V et V_Z à 5,6 V pour calculer ensuite V_{out} et P_D .

Question 22.8

Quelle est la valeur approximative du rendement dans la question 22.7 ?

Réponse La tension sur la charge vaut 9,2 V et le courant qui la traverse est égal à 230 mA. La puissance de sortie est égale à :

$$P_{\text{out}} = (9,2 \text{ V})(230 \text{ mA}) = 2,12 \text{ W}$$

La tension d'entrée vaut 15 V et le courant d'entrée est approximativement égal à la valeur du courant de charge 230 mA. Donc la puissance d'entrée est égale à :

$$P_{\text{in}} = (15 \text{ V})(230 \text{ mA}) = 3,45 \text{ W}$$

Le rendement vaut :

$$\frac{2,12 \text{ W}}{3,45 \text{ W}} \times 100 \% = 61,4 \%$$

Nous pouvons aussi utiliser la relation (22.13) pour calculer le rendement d'un régulateur série :

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \times 100 \% = \frac{9,2 \text{ V}}{15 \text{ V}} \times 100 \% = 61,3 \%$$

C'est nettement mieux que les 25,8 % de rendement du régulateur shunt de la question 22.3. Classiquement, un régulateur série possède un rendement deux à trois fois supérieur au rendement du régulateur shunt.

22.8 Avez-vous compris ? Reprendre la question 22.8 avec $V_{\text{in}} = +12 \text{ V}$ et $V_Z = 5,6 \text{ V}$.

III Multisim

Question 22.9

Quelle est la valeur approximative de la tension de sortie sur la figure 22.15 ? Pourquoi utilise-t-on un transistor Darlington ?

Réponse Avec les relations de la figure 22.9, nous obtenons :

$$V_{\text{out}} = \frac{2,7 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega}{2,7 \text{ k}\Omega} (5,6 \text{ V}) = 10,2 \text{ V}$$

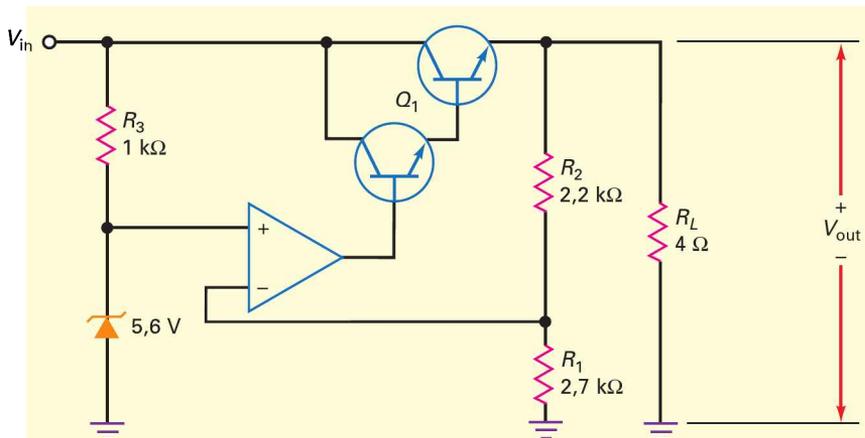


Figure 22.15
Régulateur série
avec un transistor
Darlington.

Le courant de charge est égal à :

$$I_L = \frac{10,2 \text{ V}}{4 \Omega} = 2,55 \text{ A}$$

Pour un transistor ordinaire avec un gain en courant 100 en guise de transistor ballast, le courant base nécessaire est égal à :

$$I_B = \frac{2,55 \text{ A}}{100} = 25,5 \text{ mA}$$

C'est beaucoup trop pour la sortie d'un ampli op classique. Avec l'utilisation d'un transistor Darlington, le courant base du transistor ballast est réduit à une valeur beaucoup plus faible. Par exemple, un transistor Darlington de gain en courant 1 000 demande un courant base de seulement 2,55 mA.

22.9 Avez-vous compris ? Reprendre la figure 22.15 et déterminer la tension de sortie si la tension Zener passe à 6,2 V.

Question 22.10

Lors de la réalisation du régulateur série de la figure 22.15, les tests ont donné les mesures suivantes : $V_{NL} = 10,16 \text{ V}$; $V_{FL} = 10,15 \text{ V}$; $V_{HL} = 10,16 \text{ V}$; $V_{LL} = 10,07 \text{ V}$. Quelle est la régulation de charge ? Quelle est la régulation de ligne ?

Réponse

$$\text{Régulation de charge} : \frac{10,16 \text{ V} - 10,15 \text{ V}}{10,15 \text{ V}} \times 100 \% = 0,0985 \%$$

$$\text{Régulation de ligne} : \frac{10,16 \text{ V} - 10,07 \text{ V}}{10,07 \text{ V}} \times 100 \% = 0,894 \%$$

Ces résultats montrent l'efficacité de la contre-réaction pour diminuer les effets des variations de la tension de ligne et des variations de la charge. Dans les deux cas, la variation de la tension de sortie régulée est inférieure à 1 %.

Question 22.11

Dans la figure 22.16, la tension V_{in} peut varier de 17,5 V à 22,5 V. Quelle est la valeur maximale du courant Zener ? Quelles sont les valeurs minimale et maximale de la tension de sortie régulée ? Si la tension de sortie régulée est égale à 12,5 V, quelle est la valeur de la résistance de charge qui amorce la limitation du courant ? Quelle est la valeur approximative du courant sortie court-circuité ?

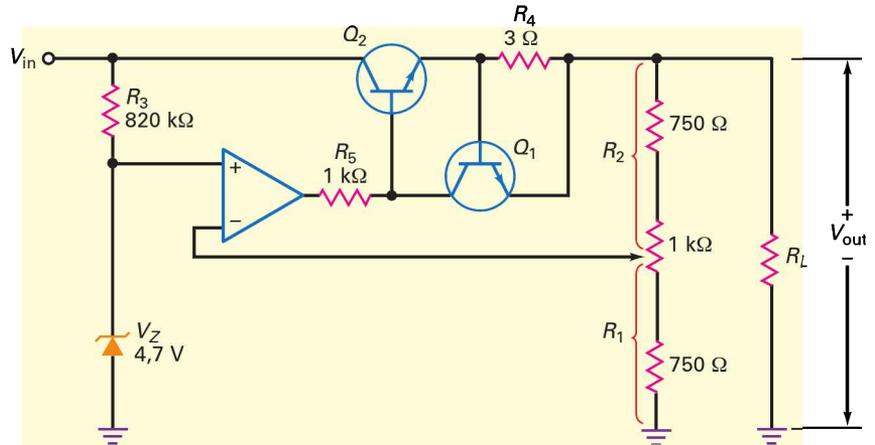


Figure 22.16

Réponse Le courant Zener maximal intervient quand la tension de sortie vaut 22,5 V :

$$I_Z = \frac{22,5 \text{ V} - 4,7 \text{ V}}{820 \Omega} = 21,7 \text{ mA}$$

La tension minimale de sortie régulée s'obtient quand le curseur du potentiomètre est à la position supérieure. Dans ce cas, $R_1 = 1750 \Omega$, $R_2 = 750 \Omega$ et la tension de sortie vaut :

$$V_{out} = \frac{1750 \Omega + 750 \Omega}{1750 \Omega} (4,7 \text{ V}) = 6,71 \text{ V}$$

La tension maximale de sortie régulée s'obtient quand le curseur du potentiomètre est à la position inférieure. Dans ce cas, $R_1 = 750 \Omega$, $R_2 = 1750 \Omega$ et la tension de sortie vaut :

$$V_{out} = \frac{750 \Omega + 1750 \Omega}{750 \Omega} (4,7 \text{ V}) = 15,7 \text{ V}$$

La limitation du courant apparaît lorsque la tension sur la résistance de détection du courant est approximativement 0,6 V. Dans ces conditions, le courant de charge vaut :

$$I_L = \frac{0,6 \text{ V}}{3 \Omega} = 200 \text{ mA}$$

Pour une tension de sortie 12,5 V, la résistance de charge qui amorce la limitation est égale à :

$$R_L = \frac{12,5 \text{ V}}{200 \text{ mA}} = 62,5 \Omega$$

Pour une sortie court-circuitée, la tension sur la résistance de détection du courant est environ 0,7 V et le courant sortie court-circuitée vaut :

$$I_{SL} = \frac{0,7 \text{ V}}{3 \Omega} = 233 \text{ mA}$$

22.11 Avez-vous compris ? Reprendre la question 22.11 avec une tension Zener de 3,9 V et une résistance de détection du courant de 2 Ω.

22.4 Les régulateurs intégrés

Il existe une grande variété de **régulateurs linéaires intégrés** avec un brochage allant de 3 à 14 broches. Tous sont des régulateurs séries car ils sont plus efficaces que les régulateurs shunts. Certains régulateurs intégrés sont utilisés dans des applications particulières où des résistances extérieures déterminent la limitation de courant, la tension de sortie, etc. Par contre, la grande majorité des régulateurs intégrés possèdent seulement trois broches : une pour la tension d'entrée non régulée, une pour la tension de sortie régulée et une pour la masse.

Disponibles en boîtiers plastiques ou métalliques, les régulateurs à trois broches sont très utilisés à cause de leur faible coût et de leur facilité d'emploi. À part deux condensateurs de découplage facultatifs, ils ne nécessitent pas de composants extérieurs.

22.4.1 Les types fondamentaux de régulateurs intégrés

La plupart des régulateurs intégrés appartiennent à l'un de ces trois types : à tension de sortie fixée positive, à tension de sortie fixée négative ou à tension de sortie réglable. Les régulateurs à tension de sortie fixée sont réglés en usine pour fournir une tension de sortie régulée dont la valeur peut aller de 5 V à 24 V. Les régulateurs à sortie réglable peuvent avoir des tensions de sortie partant de moins de 2 V jusqu'à plus de 40 V.

Les régulateurs intégrés sont classés selon les critères standards, basse puissance et faible décrochage. Les régulateurs standards sont conçus pour les applications générales et non critiques. Avec un radiateur, ils peuvent fournir un courant de charge supérieur à 1 A.

Si un courant de charge maximal égal à 100 mA est acceptable, les *régulateurs intégrés basses puissances* sont disponibles dans des boîtiers TO-92, de la même taille que ceux utilisés pour les transistors tels que le 2N3904. Ne nécessitant pas de radiateurs thermiques, ce type de régulateurs est d'un emploi très facile.

La **tension de décrochement** d'un régulateur intégré est la marge de tension minimale nécessaire pour bénéficier de la régulation. Par exemple, les régulateurs intégrés standards possèdent une tension de décrochement comprise entre 2 V et 3 V. Cela signifie que la tension d'entrée doit être supérieure d'au moins deux à trois volts par rapport à la tension de sortie pour que le composant respecte ses spécifications de régulation. Dans le cas où une marge de tension de 2 V à 3 V

n'est pas disponible, il faut utiliser des *régulateurs intégrés à faible tension de décrochage*. Classiquement, ces régulateurs présentent respectivement 0,15 V de tension de décrochage pour 100 mA de courant de charge, et 0,7 V pour un courant égal à 1 A.

22.4.2 Régulation locale ou régulation unique ?

Avec une *régulation unique*, nous devons construire une alimentation avec un régulateur important et distribuer ensuite la tension régulée aux différentes *cartes* (circuits imprimés) du système. Cela engendre des problèmes. Tout d'abord, l'unique régulateur doit fournir un courant de sortie élevé égal à la somme de tous les courants dans les cartes. Ensuite, du bruit et des **interférences électromagnétiques (EMI)** peuvent être induites par les fils de liaison entre l'alimentation régulée et les cartes.

À cause du faible coût des régulateurs intégrés, les systèmes électroniques ayant de nombreuses cartes utilisent souvent la *régulation locale*. Cela signifie que chaque carte possède son propre régulateur destiné à fournir la tension nécessaire aux composants de la carte. L'utilisation de la régulation locale permet d'utiliser la tension non régulée d'une alimentation, et chaque carte possède son propre régulateur local chargé de réguler la tension pour cette carte. Cela élimine les problèmes des courants de charge importants et de la capture du bruit présentés par la régulation unique.

22.4.3 Redéfinitions de la régulation de ligne et de la régulation de charge

Jusqu'à maintenant, nous avons utilisé une définition particulière des régulations de ligne et de charge. Les constructeurs de régulateurs intégrés préfèrent indiquer les variations de la tension sur la charge pour une gamme de valeurs de la charge et pour une gamme de valeurs de la tension de ligne. Voici ces définitions.

Régulation de charge = ΔV_{out} pour une gamme de courants de charge.

Régulation de ligne = ΔV_{out} pour une gamme de tensions d'entrée.

Par exemple, le LM7815 est un régulateur intégré qui donne une tension de sortie positive fixée à 15 V. Les données de la fiche technique sont les suivantes.

Régulation de charge : 12 mV pour I_L compris entre 5 mA et 1,5 A.

Régulation de ligne : 4 mV pour V_{in} compris entre 17,5 V et 30 V.

La valeur de la régulation de charge dépend des conditions de mesures. La régulation de charge précédente est obtenue pour $T_j = 25^\circ\text{C}$ et $V_{\text{in}} = 23\text{ V}$. De même, la régulation de ligne est obtenue pour $T_j = 25^\circ\text{C}$ et $I_L = 500\text{ mA}$. Dans chaque cas, la température de jonction du composant est égale à 25°C .

22.4.4 Les séries LM78XX

Les séries LM78XX (où XX = 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18 ou 24) concernent les régulateurs de tension à trois broches classiques. Le 7805 donne une tension de

sortie égale à +5 V, le 7806 donne +6 V, Le 7808 donne +8 V et ainsi de suite jusqu'au 7824 qui possède une tension de sortie égale à 24 V.

La figure 22.17 représente le diagramme fonctionnel des séries 78XX. Une tension interne $V_{\text{réf}}$ commande l'entrée non inverseuse de l'ampli. La régulation de tension est identique à celle envisagée précédemment. Un diviseur de tension composé par les résistances R'_1 et R'_2 retourne une fraction de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse d'un ampli à grand gain. La tension de sortie vaut :

$$V_{\text{out}} = \frac{R'_1 + R'_2}{R'_1} V_{\text{réf}}$$

Dans cette relation, la tension de référence est équivalente à la tension Zener dans notre étude précédente. Les primes indiquent que les résistances R'_1 et R'_2 sont des résistances internes au circuit intégré au lieu d'être externes. Ces résistances sont ajustées à la fabrication pour donner les différentes tensions de sortie (5 V à 24 V) des séries 78XX. La tolérance de cette tension de sortie est $\pm 4\%$.

Le LM78XX contient un transistor ballast qui, associé au radiateur adéquat, peut supporter un courant de charge égal à 1 A. Il comprend aussi un interrupteur thermique et un limiteur de courant. **Interrupteur thermique** signifie que le circuit intégré se débranche de lui-même quand sa température interne devient trop importante, aux environs de 175 °C. C'est une précaution contre la dissipation de puissance excessive qui dépend de la température ambiante, du type de radiateur et d'autres paramètres. Interrupteur thermique et limiteur de courant rendent les contrôleurs 78XX quasiment indestructibles.

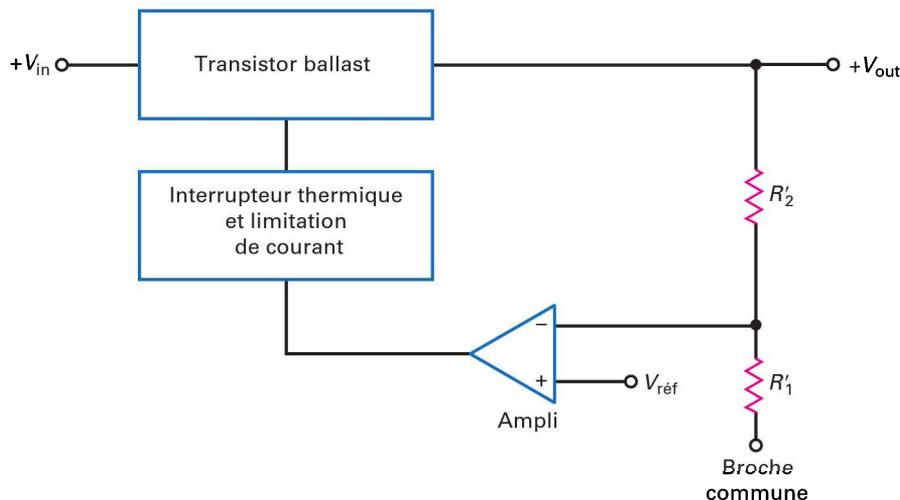


Figure 22.17
Diagramme fonctionnel
d'un régulateur intégré
trois broches.

22.4.5 Régulateur fixe

La figure 22.18a représente le LM7805 monté en régulateur de tension fixe. L'entrée se situe sur la broche 1, la sortie sur la broche 2 et la broche 3 est reliée à la masse. Le LM7805 possède une tension de sortie 5 V et un courant de charge maximal égal à 1 A. La régulation de charge habituelle est égale à 10 mV pour un courant de charge compris entre 5 mA et 1,5 A. La régulation de ligne habituelle est égale à 3 mV pour une tension d'entrée comprise entre 7 V et 25 V. Le taux de réjection de l'ondulation est égal à 80 dB, cela veut dire que ce régulateur atténue l'ondulation de la tension d'entrée d'un facteur 10 000. Avec une résistance de sortie égale à environ 0,01 Ω , le régulateur LM7805 constitue une source de tension très constante pour toutes les charges comprises dans sa gamme.

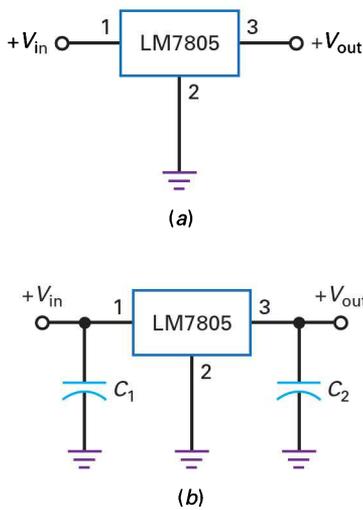


Figure 22.18
 (a) Utilisation du 7805 pour une régulation de tension ;
 (b) la capacité à l'entrée évite les oscillations et la capacité à la sortie améliore la réponse en fréquence.

Lorsque le CI est à plus de 15 cm du condensateur de filtrage de l'alimentation non régulée, l'inductance des fils de connexion peut engendrer des oscillations internes au CI. C'est pour cette raison que les constructeurs recommandent la présence d'un condensateur de découplage C_1 sur la broche 1 (figure 22.18b). Pour améliorer la réponse transitoire de la tension régulée, un autre condensateur de découplage C_2 est parfois connecté à la broche 3. Les valeurs habituelles pour chaque condensateur s'étalent de 0,1 μF à 1 μF . La fiche technique des séries 78XX suggère un condensateur tantalum, mylar ou autre, de 0,33 μF ou plus, avec une impédance interne faible à hautes fréquences en entrée, et un condensateur de sortie de 0,1 μF .

Tous les régulateurs des séries 78XX ont une tension de décrochement comprise entre 2 V et 3 V selon la tension de sortie. Cela implique une tension d'entrée d'au moins 2 V à 3 V supérieure à la tension de sortie, sinon le CI arrête la régulation. Ensuite, il existe aussi une tension d'entrée maximale à cause de la puissance dissipée. Le régulateur LM7805 régule dans une plage approximative de la tension d'entrée allant de 8 V à 20 V. La fiche technique des séries 78XX indique la tension d'entrée minimale et la tension d'entrée maximale pour chaque tension de sortie sélectionnée.

22.4.6 Les séries LM79XX

Les séries LM79XX sont des groupes de régulateurs de tension à sortie négative avec les valeurs pré-réglées suivantes : -5 V ; -6 V ; -8 V ; -10 V ; -12 V ; -15 V ; -18 V ; -24 V. Par exemple, le LM7905 donne une tension de sortie régulée égale à -5 V ; à l'autre extrême, le LM7924 fournit -24 V. Avec le radiateur approprié, les séries LM79XX tiennent un courant de charge jusqu'à 1 A. Les séries 79XX sont semblables aux séries 78XX et elles comportent elles aussi une limitation de courant, un interrupteur thermique et une excellente atténuation de l'ondulation.

22.4.7 Régulateurs bitension

En combinant un régulateur LM78XX avec un régulateur LM79XX (figure 22.19), il est possible de réguler les alimentations doubles. Le LM78XX régule la sortie positive et le LM79XX régule la sortie négative. Les capacités à l'entrée évitent les oscillations et les capacités à la sortie améliorent la réponse transitoire. Les fiches techniques des constructeurs conseillent l'ajout de deux diodes pour assurer un bon fonctionnement dans toutes les conditions.

Une autre solution concernant les alimentations doubles consiste à utiliser un régulateur bitension. C'est un circuit intégré qui contient un régulateur positif et un régulateur négatif dans le même boîtier. Réglable, ce type de circuit intégré peut ajuster les deux tensions de sortie par l'effet d'une simple résistance variable.

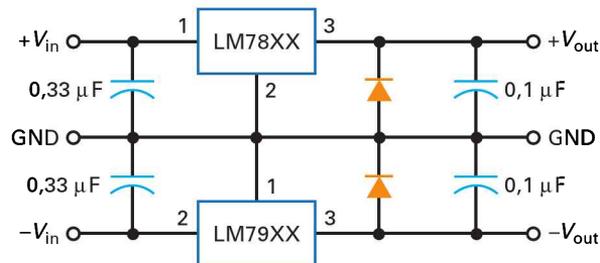


Figure 22.19
 Utilisation d'un LM78XX et d'un LM79XX pour la réalisation d'une sortie double.

22.4.8 Régulateurs ajustables

Un certain nombre de types de régulateurs (LM317, LM337, LM338 et LM350) sont ajustables. Ils possèdent un courant de charge maximal compris entre 1,5 A et 5 A. Le LM317 est un régulateur positif à trois broches pouvant donner 1,5 A dans la charge pour une tension de sortie réglable de 1,25 V à 37 V. Le taux de réjection de l'ondulation est égal à 80 dB, ce qui signifie que l'ondulation à la sortie est 10 000 fois plus faible qu'à l'entrée.

De nouveau, les constructeurs ont redéfini la régulation de ligne et la régulation de charge pour un meilleur accord avec les caractéristiques du circuit intégré. Voici les nouvelles définitions applicables pour les régulateurs ajustables.

Régulation de charge : pourcentage de variation de V_{out} pour une plage de valeurs du courant de charge.

Régulation de ligne : pourcentage de variation de V_{out} par volt de variation de la tension d'entrée.

Par exemple, la fiche technique d'un LM317 donne les valeurs suivantes.

Régulation de charge : 0,3 % pour I_L compris entre 10 mA et 1,5 A.

Régulation de ligne : 0,02 % par volt.

Puisque la tension de sortie peut être réglée entre 1,25 V et 37 V, il est naturel de donner la régulation de charge en pourcentage. Pour une tension régulée égale à 10 V, la régulation de charge précédente indique que la tension de sortie reste dans 0,3 % de 10 V (soit 30 mV) lorsque le courant de charge évolue entre 10 mA et 1,5 A.

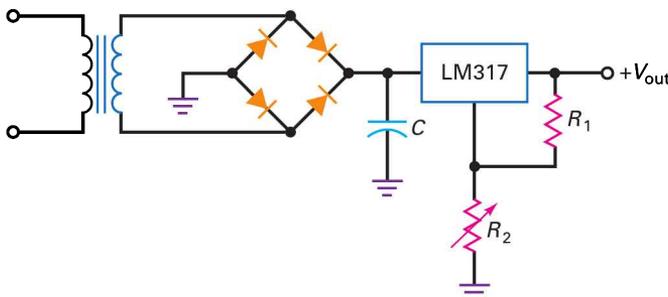
La régulation de ligne vaut 0,02 % par volt. Cela indique que la tension de sortie varie de seulement 0,02 % pour chaque volt de variation de la tension d'entrée. Si la sortie est à 10 V et que la tension d'entrée augmente de 3 V, la tension de sortie augmente de 0,06 %, soit 60 mV.

La figure 22.20 représente une alimentation non régulée associée à un régulateur LM317. La fiche technique de ce dernier donne l'expression suivante pour la tension de sortie :

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{ref} + I_{ADJ} R_2 \quad (22.18)$$

Dans cette relation, V_{ref} vaut 1,25 V et I_{ADJ} possède la valeur classique 50 μ A. Dans la figure 22.20, I_{ADJ} est le courant dans la broche du milieu (celle entre la broche d'entrée et la broche de sortie). Ce courant pouvant varier selon la température, le courant de charge et d'autres facteurs, on rend le premier terme de la relation (22.18) beaucoup plus grand que le second. C'est pour cette raison que dans une première analyse, avec un LM317, on utilise la relation suivante :

$$V_{out} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1} (1,25 \text{ V}) \quad (22.19)$$



Bon à Savoir

Dans la figure 22.20, la valeur du condensateur C du filtre doit être suffisamment grande pour garantir que V_{in} reste à une valeur au moins 2 ou 3 V plus grande que V_{out} quand V_{out} et I_L sont tous deux à leur valeur maximale. Cela signifie que C doit être un très gros condensateur de filtre.

Figure 22.20
Utilisation du régulateur
LM317.

22.4.9 Réjection de l'ondulation

La réjection de l'ondulation dans un régulateur de tension intégré est importante, elle est d'environ 65 dB à 80 dB. C'est un énorme avantage car cela élimine l'utilisation des filtres LC imposants dans les alimentations pour éliminer l'ondulation. Seul un condensateur de filtrage en tête destiné à réduire la valeur crête à crête de l'ondulation à environ 10 % de la tension de sortie non régulée est nécessaire.

Le LM7805 possède une réjection de l'ondulation égale à 80 dB. Pour un redresseur en pont et un filtre à condensateur en tête donnant une tension non régulée de 10 V avec une valeur crête à crête de l'ondulation égale à 1 V, l'utilisation du régulateur LM7805 procure une tension de sortie régulée égale à 5 V avec une ondulation de valeur crête à crête 0,1 mV seulement. La suppression des encombrants filtres LC est une amélioration apportée par les régulateurs de tension intégrés.

22.4.10 Tableau des régulateurs

L'encart À retenir 22.1 énumère les régulateurs intégrés les plus répandus. Le premier groupe, constitué des séries LM78XX, est destiné aux tensions régulées positives de 5 V à 24 V. Pourvus d'un radiateur, ces régulateurs peuvent tenir des courants de charge jusqu'à 1,5 A. La régulation de charge est comprise entre 10 mV et 12 mV. La régulation de ligne se situe entre 3 mV et 18 mV. La réjection de l'ondulation est meilleure pour les faibles tensions (80 dB) que pour les tensions plus importantes (66 dB). La marge de tension vaut 2 V pour toutes les séries. La résistance de sortie augmente de 8 mΩ à 28 mΩ pour les tensions de sortie les plus faibles vers les plus fortes.

À RETENIR 22.1 – Paramètres classiques À 25 °C des régulateurs de tension intégrés

Numéro	V_{out} (V)	I_{max} (A)	Régulation charge (mV)	Régulation ligne (mV)	Réjection on- dulation (dB)	Marge de tension (V)	R_{out} (mΩ)	I_{SL} (A)
LM7805	5	1,5	10	3	80	2	8	2,1
LM7806	6	1,5	12	5	75	2	9	0,55
LM7808	8	1,5	12	6	72	2	16	0,45
LM7812	12	1,5	12	4	72	2	18	1,5
LM7815	15	1,5	12	4	70	2	19	1,2
LM7818	18	1,5	12	15	69	2	22	0,20
LM7824	24	1,5	12	18	66	2	28	0,15
LM78L05	5	100 mA	20	18	80	1,7	190	0,14
LM78L12	12	100 mA	30	30	80	1,7	190	0,14
LM2921	3 à 24	100 mA	14	4	80	0,3	200	0,14
LM7905	-5	1,5	10	3	80	2	8	2,1
LM7912	-12	1,5	12	4	72	2	18	1,5
LM7915	-15	1,5	12	4	70	2	19	1,2
LM317	1,2 à 37	1,5	0,3 %	0,02 %/V	80	2	10	2,2
LM337	-1,2 à -37	1,5	0,3 %	0,01 %/V	77	2	10	2,2
LM338	1,2 à 32	5	0,3 %	0,02 %/V	75	2,7	5	8

Les régulateurs LM78L05 et LM78L12 sont les versions basses puissances des régulateurs LM7805 et LM7812. Ces *régulateurs intégrés basses puissances* sont disponibles dans des boîtiers TO-92 et ne demandent pas de radiateur. L'encart indique qu'ils peuvent fournir jusqu'à 100 mA dans la charge.

Le régulateur LM2931 est un exemple de régulateur de tension intégré à faible marge de tension. Ce régulateur réglable peut donner une tension de sortie comprise entre 3 V et 24 V avec un courant de charge qui peut monter à 100 mA. Remarquons sa faible marge de tension 0,3 V : cela signifie que la tension d'entrée peut être supérieure à la tension réglée de seulement 0,3 V.

Les LM7905, LM7912 et LM7915 sont des régulateurs de tension négative très utilisés. Leurs caractéristiques sont semblables à celles de leurs correspondants LM78XX. Les LM317 et LM337 sont des régulateurs ajustables bitension, l'une négative et l'autre positive, pouvant fournir jusqu'à 1,5 A de courant de charge. Enfin, le LM338 est un régulateur de tension positive réglable entre 1,2 V et 32 V, pouvant fournir jusqu'à 5 A de courant de charge.

Tous les régulateurs apparaissant dans l'encart *À retenir 22.1* possèdent un *interrupteur thermique*. Celui-ci ouvre le transistor ballast et coupe la régulation si la température de la puce devient trop forte. Lorsque la température est redescendue, le régulateur tente de repartir. Si la cause de l'échauffement excessif a disparu, le régulateur fonctionne de nouveau normalement, sinon il se coupe une nouvelle fois. Cette interruption thermique est un atout des régulateurs intégrés pour un fonctionnement sûr.

Question 22.12



Dans la figure 22.21, quelle est la valeur du courant de charge ? Quelle est l'ondulation à la sortie ?

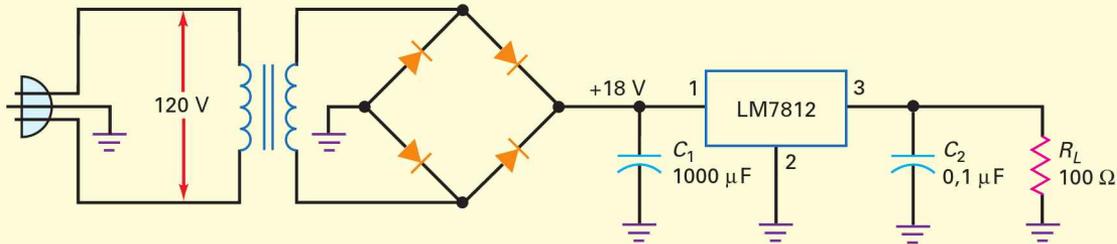


Figure 22.21

Réponse Le régulateur LM7812 donne une tension de sortie égale à +12 V. Donc le courant de charge vaut :

$$I_L = \frac{12 \text{ V}}{100 \Omega} = 120 \text{ mA}$$

Nous pouvons évaluer la valeur crête à crête de l'ondulation à l'entrée par la relation donnée au chapitre 4 :

$$V_R = \frac{I_L}{fC} = \frac{120 \text{ mA}}{(120 \text{ Hz})(1000 \mu\text{F})} = 1 \text{ V}$$

L'encart *À retenir* 22.1 indique un taux de réjection usuel égal à 72 dB pour le LM7812. La conversion mentale de 72 dB (60 dB + 12 dB) donne approximativement 4 000. Avec une calculatrice scientifique, le taux de réjection de l'ondulation vaut :

$$RR = \exp \frac{72 \text{ dB}}{20} = 3981$$

La valeur crête à crête de l'ondulation de sortie est :

$$V_R = \frac{1 \text{ V}}{4000} = 0,25 \text{ mV}$$

22.12 Avez-vous compris ? Reprendre la question 22.12 avec un régulateur de tension LM7815 et une capacité de 2 000 μF .

Question 22.13

Dans la figure 22.20, si $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$, quelle est la tension de sortie ? Si la valeur de R_2 passe à 46 k Ω , que devient la tension de sortie ?

Réponse Selon la relation (22.19) :

$$V_{\text{out}} = \frac{2 \text{ k}\Omega + 22 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega} (1,25 \text{ V}) = 15 \text{ V}$$

Quand la valeur de R_2 passe à 46 k Ω , la tension de sortie devient :

$$V_{\text{out}} = \frac{2 \text{ k}\Omega + 46 \text{ k}\Omega}{2 \text{ k}\Omega} (1,25 \text{ V}) = 30 \text{ V}$$

22.13 Avez-vous compris ? À la figure 22.20, quelle est la tension de sortie si $R_1 = 330 \Omega$ et $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$?

Question 22.14

Le LM7805 selon les spécifications peut réguler une tension comprise entre 7,5 V et 20 V. Quel est le rendement maximal ? Quel est le rendement minimal ?

Réponse Le régulateur LM7805 donne une tension de sortie égale à 5 V. Selon la relation (22.13), le rendement maximal vaut :

$$\text{Rendement} \approx \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \times 100\% = \frac{5 \text{ V}}{7,5 \text{ V}} \times 100\% = 67\%$$

Ce rendement important est possible car la marge de tension est voisine de la tension de décrochement.

D'autre part, le rendement minimal intervient pour la tension d'entrée maximale. Dans ces conditions, la marge de tension est maximale et la puissance dissipée dans le transistor ballast est maximale.

$$\text{Rendement} \approx \frac{5 \text{ V}}{20 \text{ V}} \times 100\% = 25\%$$

Or, la tension non régulée est généralement comprise entre ces deux extrêmes de la tension d'entrée, le rendement prévisible du LM7805 se situe dans une plage de 40 % à 50 %.

22.5 Les élévateurs de courant

Bien que les régulateurs 78XX de l'encart *À retenir* 22.1 possèdent un courant de charge maximal égal à 1,5 A, les fiches techniques donnent beaucoup de paramètres mesurés à 1 A. La régulation de ligne, la réjection de l'ondulation et la résistance de sortie sont mesurées à cette valeur du courant de charge. Pour cette raison, nous posons que la valeur 1 A est la limite pratique du courant de charge des séries 78XX.

22.5.1 Le transistor extérieur

Une méthode pour obtenir plus de courant consiste à utiliser un **élévateur de courant**. Le principe est identique à celui utilisé pour élever le courant de sortie d'un ampli op. Nous avons utilisé le courant de l'ampli op pour alimenter la base d'un transistor externe qui donne un courant de sortie plus important.

La figure 22.22 montre l'emploi d'un transistor externe pour augmenter le courant de sortie. Ce **transistor de puissance extérieur** est associé à une résistance de détection du courant égale à $0,7 \Omega$. Notez que nous avons pris $0,7 \Omega$ au lieu de $0,6 \Omega$ car un transistor de puissance nécessite plus de tension base qu'un transistor petit signal (utilisé dans l'étude précédente).

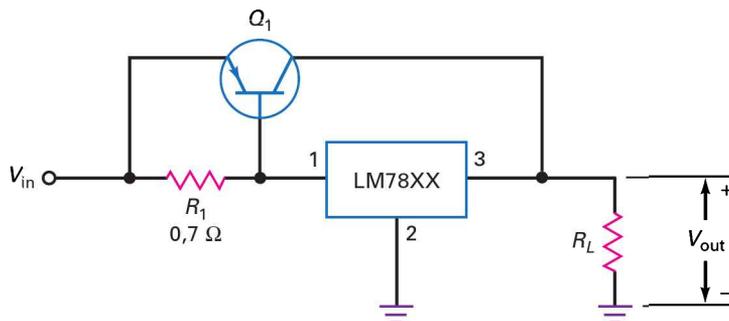


Figure 22.22
Un transistor extérieur augmente le courant de charge.

Lorsque le courant est inférieur à 1 A, la tension aux bornes de la résistance de détection est inférieure à 0,7 V et le transistor est bloqué. Pour un courant de charge supérieur à 1 A, le transistor conduit et fournit presque tout le courant supérieur à 1 A. Voici pourquoi : quand le courant de charge augmente, le courant dans le régulateur 78XX augmente légèrement. Cela donne plus de tension sur la résistance de détection du courant et provoque une conduction plus importante du transistor.

Chaque fois que le courant de charge augmente, le courant dans le régulateur 78XX s'accroît légèrement, donnant plus de tension sur la résistance de détection du courant. Par conséquent, le transistor extérieur fournit la plus grosse partie de l'augmentation au-dessus de 1 A du courant de charge et le régulateur en donne une petite partie.

Pour les courants de charge importants, le courant base du transistor devient grand. La puce 78XX doit fournir à la fois ce courant en plus de sa contribution au

courant de charge. Quand ce courant base devient un problème, le concepteur peut utiliser un montage Darlington comme transistor extérieur. Dans ces conditions la tension de détection du courant est égale à 1,4 V, ce qui entraîne une résistance R_1 approximativement égale à 1,4 Ω .

22.5.2 Protection contre les courts-circuits

La figure 22.23 illustre comment ajouter un circuit de protection contre les courts-circuits. Nous utilisons deux résistances de détection de courant, une pour commander le transistor extérieur Q_2 et une autre pour mettre en conduction le transistor Q_1 de protection. Pour cette étude, Q_2 conduit quand la valeur du courant est égale à 1 A et Q_1 procure une protection contre les courts-circuits pour un courant égal à 10 A.

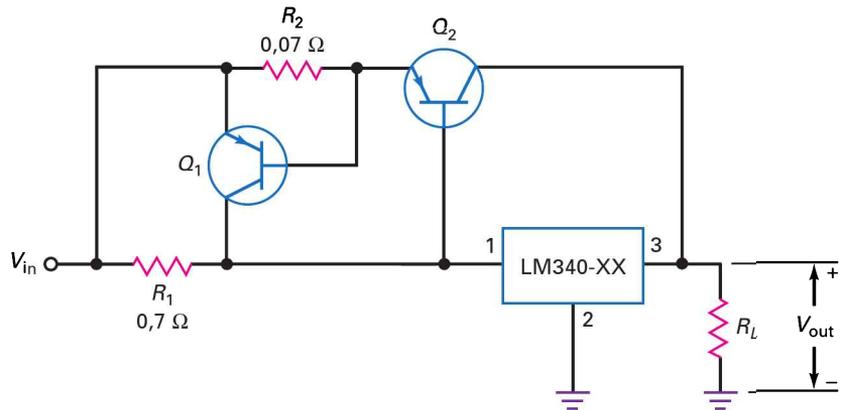


Figure 22.23
Transistor extérieur avec
une limitation de courant.

Voici le fonctionnement du circuit : quand le courant de charge est supérieur à 1 A, la tension aux bornes de la résistance R_1 est supérieure à 0,7 V. Cela met le transistor extérieur Q_2 en conduction pour donner tout le courant supérieur à 1 A. Le courant extérieur doit traverser R_2 qui vaut seulement 0,07 Ω . La tension aux bornes de cette résistance est inférieure à 0,7 V tant que le courant est inférieur à 10 A.

Quand le courant extérieur atteint 10 A, la tension sur R_2 vaut :

$$V_2 = (10 \text{ A})(0,07 \Omega) = 0,7 \text{ V}$$

Cela signifie que le transistor de limitation de courant est au bord de la conduction. Quand le courant extérieur dépasse les 10 A, le transistor Q_1 conduit fortement. Or le courant collecteur du transistor Q_1 traverse le régulateur 78XX qui s'échauffe, et l'interrupteur thermique se déclenche.

Pour terminer, l'utilisation d'un transistor extérieur n'améliore pas le rendement du régulateur série. Pour une marge de tension usuelle, le rendement se situe entre 40 % et 50 %. Pour obtenir de meilleurs rendements, nous devons faire une approche différente de la régulation de tension.

22.6 Les convertisseurs DC-DC

Parfois, nous voulons convertir une tension DC d'une certaine valeur en une tension DC d'une autre valeur. Par exemple, avec un système possédant une alimentation positive +5 V, nous pouvons utiliser un **convertisseur continu-continu (DC-DC)** pour créer une tension de sortie +15 V à partir de la tension

+5 V. Ainsi, nous obtenons pour notre système deux alimentations de tension : une +5 V et une +15 V.

Les convertisseurs DC-DC sont très performants. Comme les transistors basculent entre les états fermé et ouvert, la dissipation de puissance dans les transistors est fortement réduite. Les rendements classiques s'échelonnent de 65 % à 85 %. Ce paragraphe envisage les convertisseurs DC-DC non régulés. Le paragraphe suivant concerne les convertisseurs DC-DC régulés qui utilisent une modulation d'impulsions en largeur. Ces convertisseurs particuliers sont souvent appelés **régulateurs à découpage**.

22.6.1 Concept fondamental

Dans un convertisseur classique, on applique la tension DC d'entrée sur un oscillateur à signal de sortie rectangulaire. La valeur crête à crête du signal est proportionnelle à la tension d'entrée. Ce signal est ensuite appliqué au primaire d'un transformateur (figure 22.24). Plus la fréquence du signal est importante, plus la taille du transformateur et des composants de filtrage est petite. Mais si cette fréquence est trop élevée, il devient difficile de produire un signal rectangulaire avec des flancs verticaux. Généralement, la fréquence du signal se situe entre 10 kHz et 100 kHz.

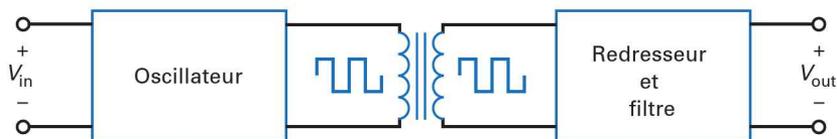


Figure 22.24
Diagramme fonctionnel d'un convertisseur DC-DC non régulé.

Pour augmenter le rendement, dans les convertisseurs bon marché, on utilise habituellement un type spécial de transformateur. C'est un transformateur à noyau toroïdal qui possède une courbe d'hystérésis rectangulaire. Il donne une tension rectangulaire au secondaire. Cette tension est alors redressée et filtrée pour donner une tension DC à la sortie. On augmente ou on diminue la tension au secondaire en utilisant les rapports de transformation appropriés. De cette manière, il est possible de réaliser des convertisseurs DC-DC qui élèvent ou abaissent la tension DC d'entrée.

Une conversion DC-DC très utilisée est celle de +5 V à ±15 V. Dans la plupart des systèmes numériques, +5 V est la valeur normalisée de la tension d'alimentation des CI. Cependant les CI linéaires, tels que les amplis op par exemple, nécessitent ±15 V. Dans ces conditions, on utilise un convertisseur DC-DC faible puissance qui produit les deux tensions DC ±15 V à partir d'une entrée +5 V.

22.6.2 Une réalisation possible

Les types des convertisseurs DC-DC sont nombreux, ils dépendent de l'utilisation des transistors bipolaires ou des JFET, de la fréquence de découpage, de l'abaissement ou de l'élévation de la tension, etc. La figure 22.25 illustre un exemple de réalisation à l'aide de transistors bipolaires. Voici son fonctionnement : un oscillateur à relaxation produit un signal rectangulaire dont la fréquence est déterminée par la résistance R_3 et la capacité C_2 . Cette fréquence se situe dans la gamme des kilohertz, la valeur 20 kHz est très courante.

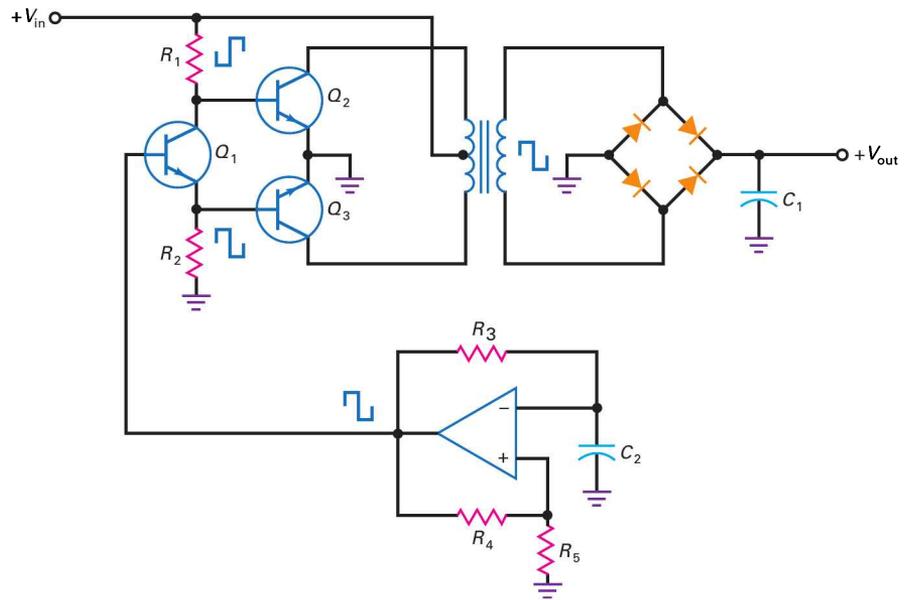


Figure 22.25
Convertisseur DC-DC non régulé.

Le signal rectangulaire commande le **déphaseur multiple** Q_1 , c'est un circuit qui donne deux signaux rectangulaires de même amplitude mais en opposition de phase. Ces deux signaux constituent le signal d'entrée des transistors Q_2 et Q_3 montés en interrupteurs classe B. Le transistor Q_2 conduit pendant une alternance et le transistor Q_3 conduit pendant l'autre alternance. Le courant traversant l'enroulement primaire du transformateur est de forme rectangulaire. Il induit une tension rectangulaire sur l'enroulement secondaire.

Le signal rectangulaire du secondaire est appliqué sur un redresseur en pont associé à un filtre à condensateur en tête. Le signal redressé étant rectangulaire et sa fréquence dans la gamme du kilohertz, le filtrage est facile. La tension de sortie finale est une tension DC dont la valeur est différente de celle de la tension d'entrée.

22.6.3 Convertisseurs DC-DC commerciaux

La sortie du convertisseur DC-DC de la figure 22.25 n'est pas régulée. C'est un modèle classique et peu coûteux. Ces modèles, disponibles dans le commerce, ont des rendements compris entre 65 % et 85 %. On trouve des convertisseurs de +5 V à ± 12 V avec un courant égal à 375 mA, de +5 V à +9 V avec un courant de 200 mA, de +12 V à ± 5 V à 250 mA, etc. Tous ces modèles nécessitent une tension d'entrée fixe car ils ne possèdent pas de régulation de tension. De plus, ils utilisent des fréquences de découpage comprises entre 10 kHz et 100 kHz. Ceci demande un blindage contre les parasites radiofréquences (RFI). Quelques exemplaires ont un *temps moyen entre pannes* (MTBF : Mean Time Between Failure) de 200 000 h.

22.7 Les régulateurs à découpage

Un *régulateur à découpage* appartient à la classe des convertisseurs DC-DC car il convertit une tension continue d'entrée en une tension continue de sortie soit plus basse soit plus haute. Mais les régulateurs à découpage comportent une régulation de tension, généralement une modulation d'impulsions en largeur qui commande

le temps de conduction du transistor. En modifiant le coefficient de remplissage, le régulateur à découpage maintient une tension de sortie constante malgré les variations de la tension de ligne et les variations de la charge.

22.7.1 Le transistor ballast

Dans un régulateur série, la dissipation de puissance par le transistor ballast est approximativement égale au produit de la marge de tension par le courant de charge :

$$P_D = (V_{in} - V_{out})I_L$$

Lorsque la marge de tension est égale à la tension de sortie, le rendement est de l'ordre de 50 %. Pour 10 V à l'entrée du CI 7805, la tension sur la charge vaut 5 V et le rendement se situe à environ 50 %.

Les régulateurs séries à trois broches sont très utilisés car ils sont d'un emploi facile et conviennent bien lorsque la puissance sur la charge est inférieure à 10 W. Pour cette puissance avec un rendement de 50 %, la puissance dissipée par le transistor est elle aussi égale à 10 W. Cela représente une certaine quantité de puissance perdue aussi bien qu'une source de chaleur à l'intérieur des équipements. Aux alentours des puissances sur la charge de l'ordre de 10 W, les radiateurs sont très imposants et la température des équipements situés dans des enceintes closes peut atteindre des niveaux dangereux.

22.7.2 Commutation du transistor ballast

Le régulateur à découpage, brièvement décrit précédemment, est la solution définitive aux problèmes des faibles rendements et des fortes températures. Avec ce type de circuit, le transistor ballast commute entre le blocage et la saturation. Lorsqu'il est bloqué, la puissance dissipée est théoriquement nulle. Lorsqu'il est saturé, la puissance dissipée reste faible car la tension $V_{CE(sat)}$ est bien inférieure à la marge de tension du régulateur série. Il a été dit précédemment que les rendements des régulateurs à découpage se situent entre 75 % et 95 %. À cause de leur rendement très important et de leur petite taille, ce type de régulateurs est maintenant largement utilisé.

22.7.3 Architectures

Architecture est un terme en usage dans la littérature concernant les régulateurs. C'est la technique de conception de la carte d'un circuit. Beaucoup d'architectures ont été développées pour les régulateurs à découpage car certaines sont mieux adaptées que d'autres à un type d'application déterminé.

L'encart *À retenir* 22.2 donne les différentes architectures utilisées dans les régulateurs à découpage. Les trois premières sont les plus fondamentales. Elles ont le moins d'éléments et peuvent donner une puissance de 150 W sur la charge. Elles sont largement utilisées à cause de leur faible complexité, surtout avec les régulateurs à découpage intégrés.

Lorsqu'une isolation par transformateur est nécessaire, les architectures « *flyback* » et « *half-forward* » sont utilisées pour des puissances sur la charge jusqu'à 150 W. Pour les puissances supérieures, de 150 W à 2 000 W, on utilise les architectures push-pull, en demi-pont ou en pont. Ces trois dernières comportent de nombreux éléments et leur complexité est importante.

À RETENIR 22.2 – Architectures des régulateurs à découpage

Architecture	Sens	Inductance	Transformateur	Diodes	Transistors	Puissance (W)	Complexité
dévolteur	descente	oui	non	1	1	0-150	faible
survolteur	montée	oui	non	1	1	0-150	faible
survolteur-dévolteur	montée-descente	oui	non	1	1	0-150	faible
flyback	montée-descente	non	oui	1	1	0-150	moyenne
half-forward	montée-descente	oui	oui	1	1	0-150	moyenne
push-pull	montée-descente	oui	oui	2	2	100-1 000	forte
demi-pont	montée-descente	oui	oui	4	2	100-500	forte
pont	montée-descente	oui	oui	4	4	400-2 000	très forte

22.7.4 Le régulateur dévolteur

La figure 22.26a représente un **régulateur dévolteur**, c'est l'architecture fondamentale des régulateurs à découpage. Un régulateur dévolteur diminue toujours la tension. Un transistor, bipolaire ou à effet de champ, est utilisé en interrupteur. Un signal rectangulaire issu du modulateur d'impulsions ouvre ou ferme l'interrupteur. Un comparateur commande le facteur de remplissage des impulsions. Par exemple, le modulateur d'impulsions en largeur peut être un monostable dont l'entrée est commandée par un comparateur. En effet, nous avons vu au chapitre 21 que, grâce à un temporisateur 555 monté en monostable, une augmentation de la tension de commande entraîne une augmentation du coefficient de remplissage.

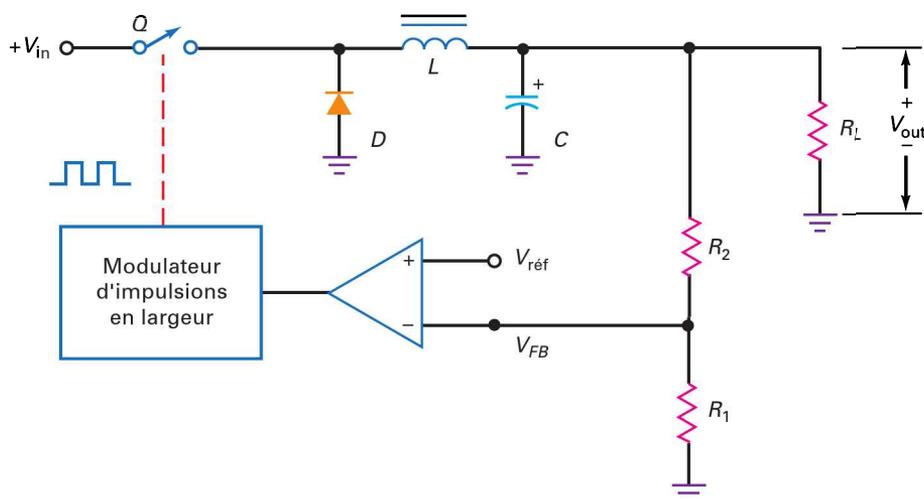
Quand l'impulsion est au niveau haut, l'interrupteur est fermé ; cela polarise la diode en inverse et tout le courant d'entrée traverse l'inductance. Ce courant crée un champ magnétique et celui-ci stocke l'énergie.

$$\text{Énergie} = 0,5 Li^2 \quad (22.20)$$

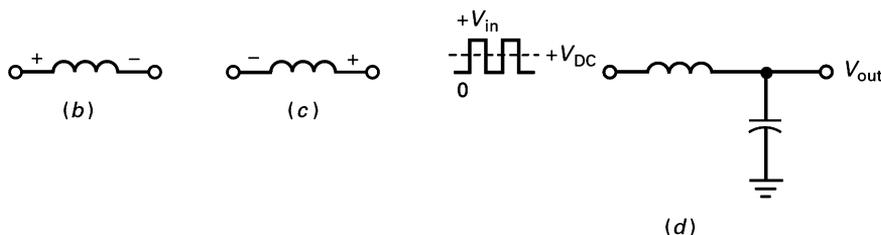
Le courant dans l'inductance charge la capacité et fournit le courant dans la résistance de charge. Tant que l'interrupteur est fermé, la tension sur l'inductance possède les polarités indiquées sur la figure 22.26b. Plus le courant dans l'inductance augmente, plus il y a d'énergie stockée par le champ magnétique.

Lorsque l'impulsion passe au niveau bas, l'interrupteur s'ouvre. À ce moment, le champ magnétique commence à disparaître en induisant une tension inverse sur l'inductance (figure 2.26c). Cette tension inverse s'appelle *tension induite*. À cause d'elle, la diode est polarisée en direct et le courant dans l'inductance continue à passer dans le même sens. À ce moment, l'inductance rend son énergie stockée, elle se comporte comme une source et elle continue à fournir le courant de charge.

Le courant traverse l'inductance jusqu'à ce qu'elle ait redonné toute son énergie au circuit extérieur (mode discontinu), ou jusqu'à ce que l'interrupteur se ferme de nouveau (mode continu). Dans chaque cas, le condensateur est une source de courant pour la charge pendant le temps où l'interrupteur est ouvert. À cause de cela, l'ondulation sur la charge est amoindrie.



(a)



(d)

Figure 22.26
 (a) Régulateur dévolteur ;
 (b) polarités quand l'interrupteur est fermé ;
 (c) polarités quand l'interrupteur est ouvert ;
 (d) l'inductance de choc transmet la composante DC à la sortie.

L'interrupteur bascule continuellement entre ouvert et fermé. La fréquence de ce découpage est comprise entre 10 kHz et plus de 100 kHz (certains régulateurs intégrés découpent à des fréquences supérieures à 1 MHz). Le courant dans l'inductance possède toujours le même sens, il traverse soit l'interrupteur, soit la diode selon l'instant considéré dans la période.

Avec une tension d'entrée constante et une diode idéale, une tension rectangulaire apparaît à la sortie de l'*inductance de filtrage en tête* (figure 22.26d). La tension de sortie d'une inductance de filtrage en tête est égale à la valeur DC (valeur moyenne) de la tension d'entrée du filtre. La valeur moyenne dépend du coefficient de remplissage et elle est donnée par :

$$V_{\text{out}} = DV_{\text{in}} \quad (22.21)$$

Plus le coefficient de remplissage est important, plus la tension de sortie est haute.

Lorsque la puissance est appliquée pour la première fois, il n'existe pas de tension de sortie et il n'y a pas de tension de réaction venant du diviseur de tension $R_1 - R_2$. Par conséquent, la sortie du comparateur est très importante et le facteur de remplissage est proche de 100 %. Lorsque la tension de sortie s'établit, la tension de réaction V_{FB} diminue la tension de la sortie du comparateur, ce qui réduit le facteur de remplissage. À un certain point, la tension de sortie atteint un équilibre pour lequel la tension de réaction donne un coefficient de remplissage qui donne la même tension de sortie.

Le gain très important du comparateur crée un court-circuit virtuel entre les entrées du comparateur et :

$$V_{\text{FB}} \approx V_{\text{réf}}$$

À partir de cela, nous pouvons déterminer l'expression de la tension de sortie :

$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{\text{réf}} \quad (22.22)$$

Après l'établissement de l'équilibre, toute tentative de variation de la tension de sortie provoquée par une variation de la tension de ligne ou de la charge est complètement éliminée par la contre-réaction. Par exemple, si la tension de sortie veut augmenter, la contre-réaction diminue la sortie du comparateur. Cela diminue le facteur de remplissage et par conséquent la tension de sortie. Le résultat final se résume en une faible augmentation de la tension de sortie, augmentation bien inférieure à celle obtenue sans contre-réaction.

De même, si la tension de sortie veut diminuer à cause d'une variation de la tension de ligne ou de la charge, la tension de réaction est plus faible et la sortie du comparateur est plus importante. Cela augmente le coefficient de remplissage et donne une augmentation de la tension de sortie qui annule la décroissance attendue.

22.7.5 Le régulateur survolteur

La figure 22.27a représente un **régulateur survolteur**, une autre architecture classique des régulateurs à découpage. Un régulateur survolteur augmente toujours la tension. La théorie du fonctionnement est identique à celle du régulateur dévolteur pour certaines parties et différente dans d'autres. Par exemple, comme précédemment, lorsque l'impulsion est au niveau haut, l'interrupteur est fermé et l'énergie est stockée sous la forme d'un champ magnétique.

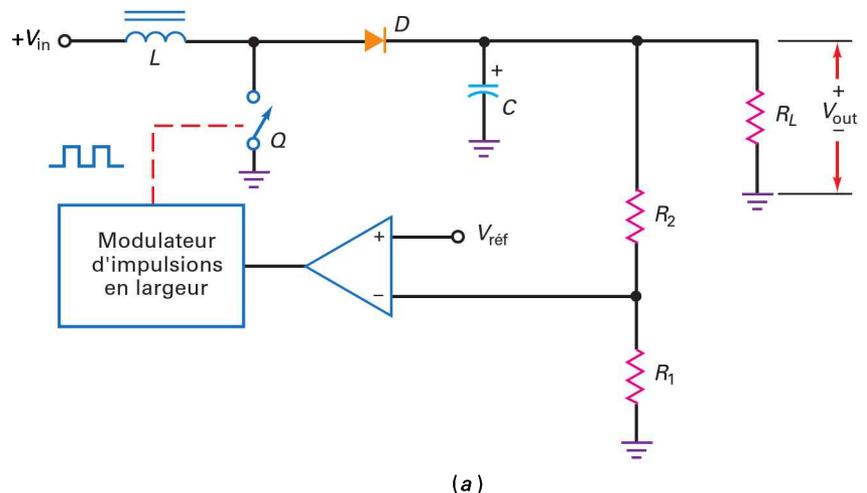


Figure 22.27

(a) Régulateur survolteur ;
 (b) la tension induite s'ajoute à l'entrée quand l'interrupteur est ouvert ;
 (c) un filtrage par condensateur en tête donne une tension de sortie égale à la valeur crête de l'entrée.

Lorsque l'impulsion descend, l'interrupteur s'ouvre. De nouveau, le champ magnétique dans l'inductance disparaît et induit une tension inverse sur l'inductance

(figure 22.27b). Remarquons que maintenant la tension d'entrée s'ajoute à la tension induite. Cela signifie que la tension crête à la droite de l'inductance vaut :

$$V_p = V_{in} + V_{ind} \quad (22.23)$$

La tension induite dépend de la quantité d'énergie stockée dans le champ magnétique, ou autrement dit la tension V_{ind} est proportionnelle au coefficient de remplissage.

Avec une tension d'entrée constante, un signal rectangulaire apparaît sur le condensateur du *filtrage à condensateur en tête* de la figure 22.27c. Donc la tension de sortie régulée vaut approximativement la tension crête donnée par la relation (22.23). Comme la tension V_{ind} est toujours positive, la tension V_p est toujours supérieure à la tension V_{in} . C'est pour cela qu'un régulateur survolteur augmente toujours la tension.

À part l'utilisation d'un filtrage par condensateur en tête au lieu d'un filtrage par inductance en tête, l'architecture d'un survolteur est la même que celle d'un dévolteur. À cause du gain important du comparateur, la tension de réaction est presque égale à la tension de référence. Donc la tension de sortie est encore donnée par l'expression (22.22). Si cette tension de sortie tend à augmenter, alors il y a moins de tension de réaction, moins de tension à la sortie du comparateur, un coefficient de remplissage plus petit, et par conséquent moins de tension induite. Cela diminue la tension crête, ce qui annule l'augmentation de la tension de sortie. Si cette tension de sortie tend à diminuer, la tension de réaction plus faible augmente la tension crête et annule la diminution de la tension de sortie.

22.7.6 Le régulateur survolteur-dévolteur

La figure 22.28a représente un **régulateur survolteur-dévolteur**, la troisième architecture parmi les plus courantes des régulateurs à découpage. Un régulateur survolteur-dévolteur donne toujours une tension de sortie négative qui est commandée par une tension d'entrée positive. Quand la sortie de la modulation d'impulsions en largeur est au niveau haut, l'interrupteur est fermé et le champ magnétique stocke de l'énergie. Dans ce cas, la tension sur l'inductance est égale à V_{in} avec les polarités indiquées par la figure 22.28b.

Quand l'impulsion est au niveau bas, l'interrupteur s'ouvre. De nouveau, le champ magnétique autour de l'inductance disparaît en donnant une tension induite, comme le montre la figure 22.28c. Cette tension induite est proportionnelle à l'énergie stockée par le champ magnétique, qui est déterminée par le coefficient de remplissage. Si ce dernier est faible, la tension induite tend vers zéro. S'il est important, la tension induite peut être supérieure à la tension V_{in} , cela dépend de la quantité d'énergie stockée par le champ magnétique.

Sur la figure 22.28d, l'amplitude de la tension crête peut être inférieure ou supérieure à celle de la tension d'entrée. La diode et le filtrage par condensateur en tête donnent une tension de sortie égale à $-V_p$. Comme cette tension peut être inférieure ou supérieure à la tension d'entrée, l'architecture est appelée *survolteur-dévolteur*.

Sur la figure 22.28a, on utilise un ampli inverseur pour inverser la tension de réaction avant qu'elle arrive sur l'entrée inverseuse du comparateur. Le fonctionnement du régulateur de tension est celui décrit précédemment. Une tentative d'augmentation de la tension de sortie diminue le coefficient de remplissage, ce qui diminue la tension crête. Une tentative de diminution de la tension de sortie augmente le coefficient de remplissage. Dans chaque cas, la contre-réaction maintient la tension de sortie constante.

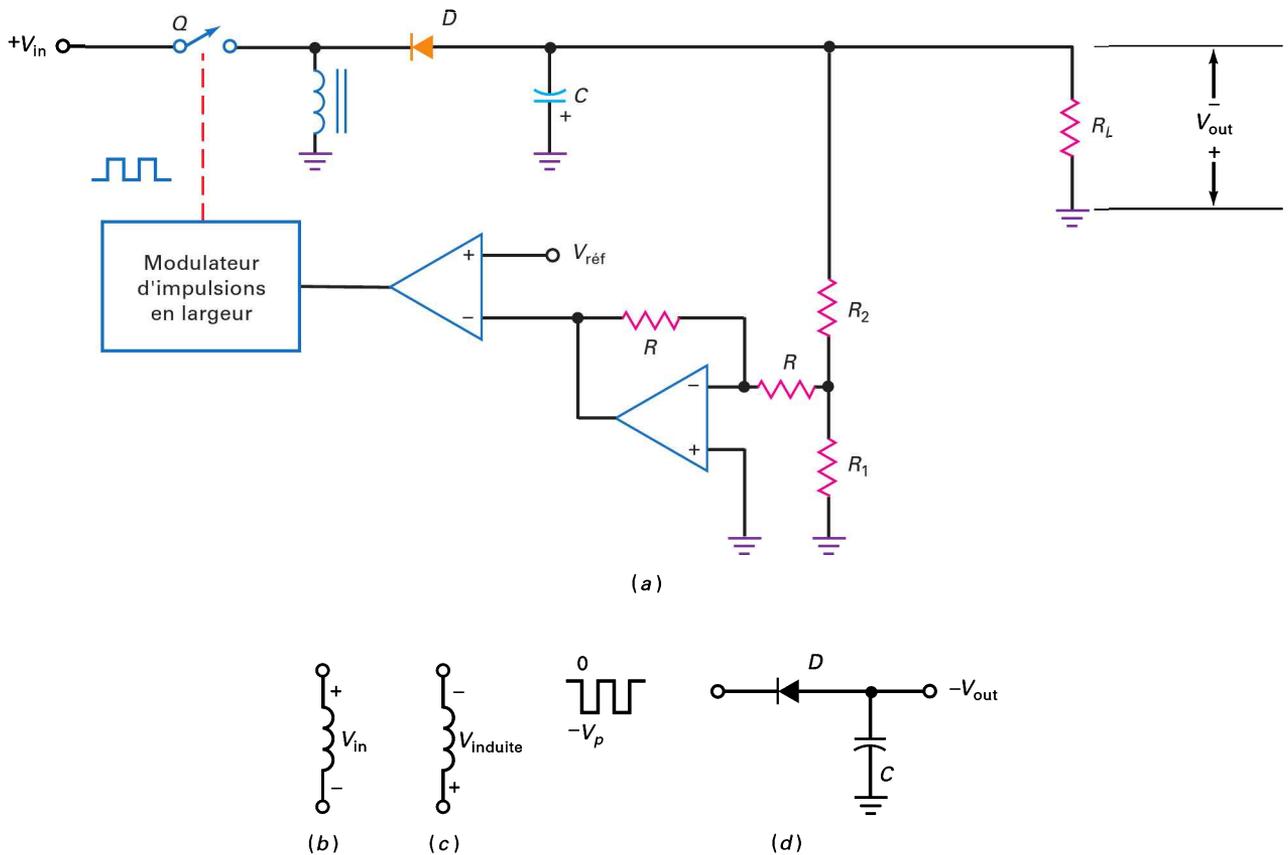


Figure 22.28 (a) Régulateur survolteur-dévolteur ; (b) polarités quand l'interrupteur est fermé ; (c) polarités quand l'interrupteur est ouvert ; (d) le filtrage par condensateur en tête donne une tension de sortie égale à la crête négative.

22.7.7 Régulateurs dévolteurs intégrés

Certains régulateurs à découpage possèdent seulement cinq broches. Le CI LT1074 est un régulateur bipolaire à découpage qui possède une architecture dévolteur. Il comprend plus de composants que ceux discutés précédemment : une tension de référence 2,21 V, un composant interrupteur, un oscillateur interne, un modulateur d'impulsions en largeur et un comparateur. Il fonctionne à une fréquence de découpage égale à 100 kHz, supporte des tensions DC d'entrée comprises entre +8 V et +40 V et présente un rendement compris entre 75 % et 90 % pour des courants de charge allant de 1 A à 5 A.

La figure 22.29 représente le CI LT1074 monté en régulateur dévolteur. La broche 1 (FB) est destinée à la tension de réaction. La broche 2 (COMP) est utilisée pour la compensation en fréquence afin d'éviter les oscillations hautes fréquences. La broche 3 (GND) est reliée à la masse. La broche 4 (OUT) donne la sortie hachée fournie par le commutateur interne. La broche 5 (IN) est destinée à la tension DC d'entrée.

La diode D_1 , l'inductance L_1 , le condensateur C_1 ainsi que les résistances R_1 et R_2 ont les mêmes fonctions que celles décrites dans l'étude antérieure. Cependant, remarquez l'utilisation d'une diode Schottky pour améliorer le rendement du

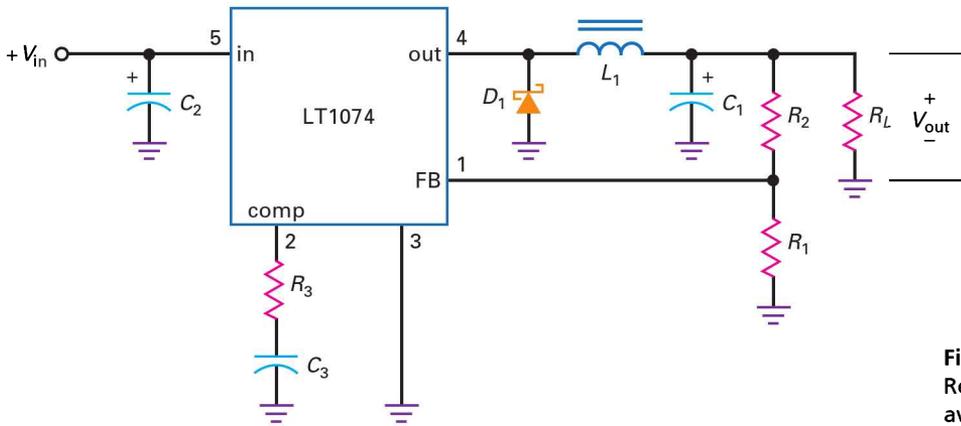


Figure 22.29
Régulateur dévolteur
avec un LT1074.

régulateur. En effet, une diode Schottky ayant une tension de seuil plus faible, elle dissipe moins de puissance. La fiche technique du régulateur LT1074 recommande l'ajout d'un condensateur C_2 compris entre 200 μF et 470 μF pour le filtrage de l'entrée. Cette fiche recommande aussi une résistance R_3 de 2,7 k Ω et un condensateur C_3 de 0,01 μF pour stabiliser la boucle de réaction (éviter les oscillations).

Le CI LT1074 est très utilisé. Un coup d'œil sur la figure 22.29 nous en donne la raison. Ce circuit est incroyablement simple pour un régulateur à découpage, l'un des montages les plus difficiles à concevoir et à réaliser sous forme discrète. Heureusement, les concepteurs du circuit intégré ont effectué la plus grande partie du travail car le LT1074 contient tout sauf les composants qui ne peuvent pas être intégrés (inductance et condensateur de filtrage) et ceux qui dépendent du choix de l'utilisateur (R_1 et R_2). En fixant les valeurs des résistances R_1 et R_2 , vous pouvez obtenir une tension de sortie régulée comprise entre 2,5 V et 38 V. Puisque la tension de référence du régulateur LT1074 est égale à 2,21 V, la tension de sortie est donnée par :

$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (2,21 \text{ V}) \quad (22.24)$$

La marge de tension est bien inférieure à 2 V car l'interrupteur interne est un transistor *pnp* commandant un Darlington *nnp*. La chute de tension totale pour la commutation atteint 2 V pour les courants importants.

22.7.8 Régulateurs survolteurs intégrés

Le MAX631 est un régulateur à découpage à commutateur CMOS qui possède une architecture survolteur pour donner la tension régulée. Ce régulateur à découpage intégré basse puissance possède une fréquence de commutation de 50 kHz, une tension d'entrée comprise entre 2 V et 5 V et un rendement d'environ 80 %. Le MAX631 présente la simplicité ultime car il ne demande que deux composants externes.

La figure 22.30 illustre le MAX631 monté en régulateur survolteur, donnant une tension de sortie égale à +5 V pour une tension d'entrée comprise entre +2 V et +5 V. La tension d'entrée est souvent fournie par une batterie car l'utilisation de ces régulateurs intégrés se fait dans les instruments portables. La fiche technique recommande une inductance 330 μH et un condensateur 100 μF .

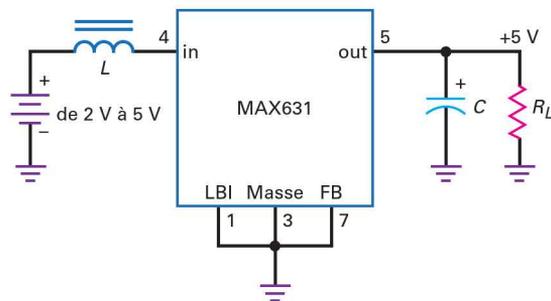


Figure 22.30
Régulateur survolteur avec un MAX631.

Le MAX631 est un composant à huit broches, et celles qui sont inutilisées sont soit mises à la masse, soit non branchées. Sur la figure 22.30, la broche 1 (LBI) peut servir de détection de la décharge de batterie. Quand cette broche est à la masse, elle n'a aucun effet. Bien que généralement utilisé en régulateur à sortie fixe, le MAX631 peut utiliser un diviseur de tension externe pour récupérer une tension de réaction sur la broche 7 (FB). Quand la broche 7 est à la masse, la tension de sortie est celle pré-réglée en usine, c'est-à-dire +5 V.

Au-delà du CI MAX631, il existe le MAX632 qui donne une sortie égale à +12 V et le MAX633 qui donne +15 V. Ces trois régulateurs possèdent la broche 6, appelée *pompe de charges*, qui est un tampon basse impédance donnant un signal de sortie rectangulaire. Ce signal balaye toutes les valeurs de 0 à V_{out} à la fréquence de l'oscillateur, il peut subir un décalage négatif et une détection crête pour donner une tension de sortie négative.

La figure 22.31a illustre comment le MAX633 utilise cette pompe de charge pour fournir une tension de sortie d'environ -12 V. Le condensateur C_1 et la diode D_1 constituent un circuit de régénération négative. La diode D_2 et le condensateur C_2 forment le détecteur de crête négative. Voici le fonctionnement de la pompe de charge : la figure 22.31b représente la forme idéale du signal de sortie sur la broche 6. Le régénérateur de niveau négatif décale le signal négativement et lui donne la forme représentée sur la figure 22.31c. Ainsi transformé, ce signal se retrouve sur le détecteur de crête et donne approximativement une sortie de -12 V pour un courant égal à 20 mA. La valeur absolue de cette tension est plus faible d'environ 3 V par rapport à la tension de sortie à cause de la chute de tension sur les diodes (D_1 et D_2) et sur l'impédance de sortie du tampon (environ 30 Ω).

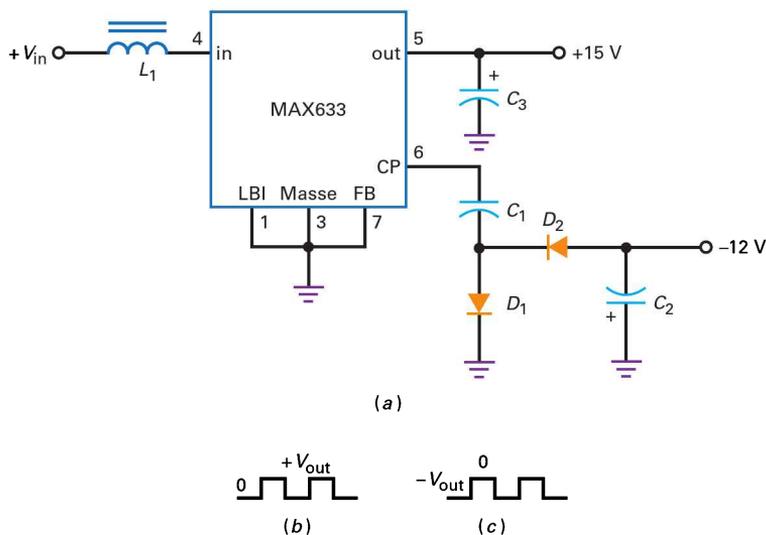


Figure 22.31
(a) Utilisation de la pompe de charges du MAX633 pour produire une tension de sortie négative ;
(b) le signal sur la broche 6 alimente le régénérateur de niveau négatif ;
(c) entrée sur le détecteur de crête négative.

Si nous utilisons une batterie pour fournir la tension d'entrée d'un régulateur linéaire, la tension de sortie est toujours plus faible. Les régulateurs survolteurs ont non seulement un meilleur rendement, mais ils peuvent relever la tension dans un système alimenté par des batteries. C'est très important et cela explique l'usage important des régulateurs survolteurs intégrés. La possibilité d'avoir des batteries rechargeables de faible coût fait de ces régulateurs la solution standard pour les systèmes autonomes.

Les composants précédents possèdent une tension interne de référence égale à 1,31 V. Pour une utilisation avec un diviseur de tension extérieur, la relation suivante donne la valeur de la tension de sortie réglée :

$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (1,31 \text{ V}) \quad (22.25)$$

22.7.9 Régulateurs survolteurs-dévolteurs intégrés

La conception interne du CI LT1074 supporte un montage élévateur-abaisseur externe. La figure 22.32 représente le LT1074 monté en régulateur survolteur-dévolteur. De nouveau, nous trouvons une diode Schottky pour améliorer le rendement. Nous avons vu précédemment que l'énergie est stockée sous forme magnétique par l'inductance quand l'interrupteur interne est fermé. Quand celui-ci est ouvert, le champ magnétique disparaît et polarise en direct la diode. La valeur crête de la tension négative induite sur l'inductance est détectée par le filtrage à condensateur en tête pour donner la tension $-I_{\text{out}}^*$.

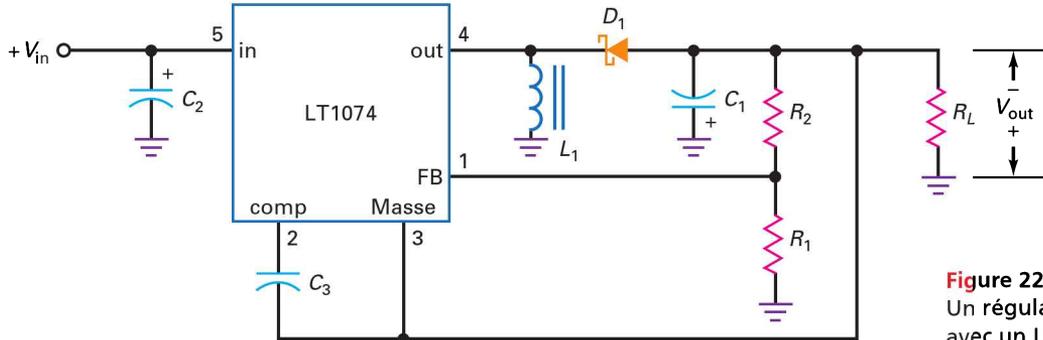


Figure 22.32
Un régulateur survolteur intégré avec un LT1074.

Dans l'étude précédente de l'architecture survolteur-dévolteur (figure 22.28a), nous avons utilisé un ampli inverseur pour obtenir la tension positive de réaction, car l'échantillon donné par le diviseur de tension était négatif. La conception interne du LT1074 tient compte de ce problème. La fiche technique recommande de mettre la broche GND (masse) à la tension de sortie négative, comme il est indiqué sur la figure 22.32. Cela donne la tension d'erreur correcte pour le comparateur qui commande le modulateur d'impulsions en largeur.

Question 22.15

Dans le régulateur dévolteur de la figure 22.29, $R_1 = 2,21 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 2,8 \text{ k}\Omega$. Quelle est la valeur de la tension de sortie ? Quelle est la tension d'entrée minimale pour cette tension de sortie ?

Réponse Selon la relation (22.24), nous calculons :

$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{\text{réf}} = \frac{2,21 \text{ k}\Omega + 2,8 \text{ k}\Omega}{2,21 \text{ k}\Omega} (2,21 \text{ V}) = 5,01 \text{ V}$$

À cause de la chute de tension sur le composant de commutation du LT1074, la tension d'entrée est au moins supérieure de 2 V par rapport à 5 V. Cela donne une tension d'entrée minimale égale à 7 V. Une marge de tension plus confortable donne une tension d'entrée égale à 8 V.

22.15 Avez-vous compris ? Reprendre la question 22.15, passer R_2 à 5,6 k Ω et calculer la nouvelle tension de sortie. Avec $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$, quelle valeur faut-il donner à R_2 pour avoir 10 V en sortie ?

Question 22.16

Dans le régulateur survolteur-dévolteur de la figure 22.32, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 5,79 \text{ k}\Omega$. Quelle est la valeur de la tension de sortie ?

Réponse Selon la relation (22.24), nous avons :

$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{\text{réf}} = \frac{1 \text{ k}\Omega + 5,79 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} (2,21 \text{ V}) = 15 \text{ V}$$

22.16 Avez-vous compris ? À la figure 22.32, quelle est la tension de sortie si $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$?

22.7.10 Les montages de pilotage de LED

Les convertisseurs monolithiques DC/DC peuvent être utilisés dans diverses applications. Une telle application est la possibilité de piloter efficacement des LED. Le CAT4139 est un régulateur élévateur, aussi appelé convertisseur élévateur DC/DC, fabriqué pour fournir un courant constant lorsqu'il pilote des LED. La figure 22.33 présente un schéma bloc simplifié du CAT4139. Avec seulement cinq connexions à ses broches et un nombre minimal de composants externes, ce pilote de LED est capable de fournir des courants de commutation jusqu'à 750 mA et peut piloter des chaînes de LED à une tension jusqu'à 22 V.

Examinons les fonctions de base de ce CI. V_{IN} est la connexion d'entrée de la tension d'alimentation. La tension d'entrée peut aller de 2,8 V à 5,5 V pour obtenir un courant de sortie constant. Si V_{IN} chute en dessous de 1,9 V, un dispositif appelé lock-out de sous-tension (UVLO) intervient et le circuit stoppe son fonctionnement. Un état bas (< 0,4 V) sur la broche d'entrée $\overline{\text{SHDN}}$ de la logique d'arrêt place le CAT4139 en mode arrêt. Le CI ne tire alors pratiquement aucun courant de la tension d'alimentation d'entrée. Quand la tension sur $\overline{\text{SHDN}}$ est supérieure à 1,5 V, le composant est activé. L'entrée $\overline{\text{SHDN}}$ peut aussi être pilotée par un signal PWM pour contrôler le niveau du courant de sortie de 0 % à 100 % du niveau de sortie normal I_{LED} . La broche de masse, GND, est la broche de référence de masse et peut être connectée directement au plan de masse sur la carte circuit imprimé pour ce composant monté en surface.

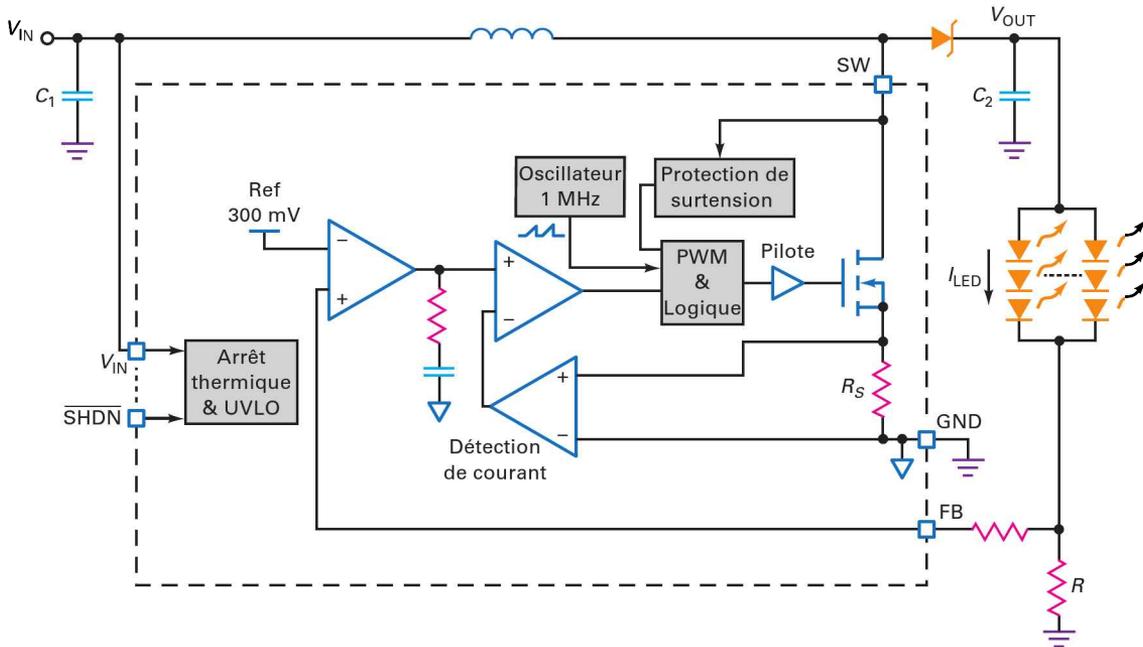
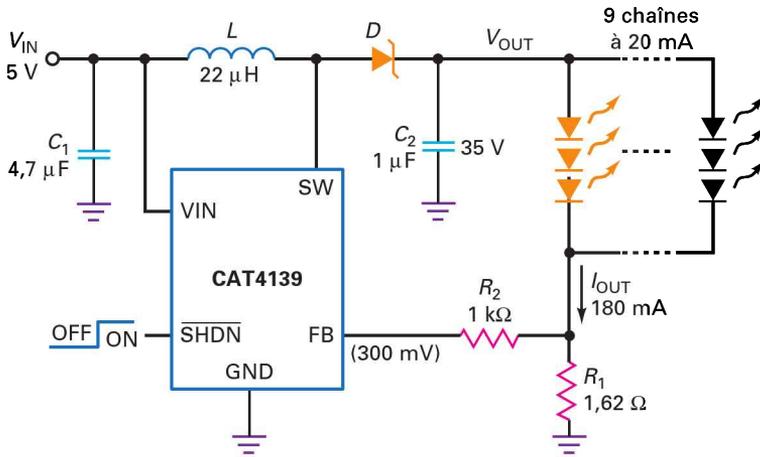


Figure 22.33
Schéma bloc simplifié (utilisé avec l'autorisation de SCILLC dba ON Semiconductor).

La broche de commutation SW est connectée au drain d'un commutateur MOSFET interne et entre l'inductance et la diode Schottky. Le MOSFET commute à la fréquence de 1 MHz et avec un rapport cyclique variable fourni par le bloc « PWM et logique ». Une résistance de détection de courant est connectée à la source du MOSFET. Le courant du MOSFET produit une chute de tension aux bornes de la résistance proportionnelle au niveau de courant moyen. Cette tension est appliquée à un ampli op de détection de courant pour limiter et contrôler le courant. Ce CI étant un convertisseur élévateur, la tension sur la broche SW sera plus élevée que la tension d'alimentation d'entrée. Si cette tension atteint 24 V, un circuit de protection contre le survoltage placera le composant en mode de fonctionnement basse puissance. Cela évite à la tension SW de dépasser la valeur maximale de 40 V.



L : Sumida CDRH6D28-220
D : Central CMSH1-40 (rated 40 V)

Figure 22.34
Montage typique (utilisé avec l'autorisation de SCILLC dba ON Semiconductor).

Dans la figure 22.33, une résistance en série est placée entre les cathodes des séries de chaînes de LED et la masse. La tension aux bornes de cette résistance est appliquée à la broche de rétroaction FB du CI. Cette tension est comparée à la tension de référence interne de 300 mV. Le rapport cyclique passant/bloqué du commutateur interne est ajusté et contrôlé pour maintenir une tension régulée constante aux bornes de la résistance. Le courant à travers les LED traversant aussi cette résistance série, le courant de sortie peut être défini par

$$I_{\text{out}} = \frac{0,3 \text{ V}}{R} \quad (22.36)$$

Par exemple, si la résistance série est de 10 Ω , le courant de sortie est fixé à 30 mA. Si la résistance passe à 1 Ω , le courant de sortie est maintenant fixé à 300 mA.

Une application typique du CAT4139 est présentée en figure 22.34. Une tension d'entrée de 5 V est appliquée à V_{IN} . Un condensateur d'entrée C_1 de 4,7 μF est connecté aussi près que possible de la broche de tension d'entrée. Un condensateur C_2 de 1 μF est connecté à la sortie de la diode Schottky. Pour C_1 et C_2 , des condensateurs céramiques X5R et X7R sont recommandés en raison de leur stabilité dans la gamme de températures. Une inductance de 22 μH est indiquée dans la figure 22.34. Cette inductance doit être capable de fonctionner à plus de 750 mA et doit avoir une résistance en série DC basse. La diode Schottky utilisée doit être capable d'absorber sans risques le courant pic qui la traverse. Pour des circuits très performants, la diode doit avoir une chute de tension directe basse et une réponse en fréquence qui puisse supporter une fréquence de commutation de 1 MHz.

Comme le montre la figure 22.34, la charge LED peut être constituée de plusieurs chaînes de LED selon un arrangement série/parallèle. Dans ce cas, neuf chaînes de LED sont utilisées. Chaque chaîne a besoin d'un courant de 20 mA et le courant total de charge est de 180 mA. En réarrangeant la relation (22.36), la valeur de la résistance série peut être déterminée :

$$R_1 = \frac{0,3 \text{ V}}{I_{\text{out}}} = \frac{0,3 \text{ V}}{180 \text{ mA}} = 1,66 \Omega$$

Dans la figure 22.34, une résistance de 1,62 Ω est utilisée. Au lieu d'utiliser un arrangement série/parallèle de LED 20 mA, le convertisseur élévateur pourrait aussi piloter des LED moyenne et haute puissance nécessitant des centaines de milli-ampères.

Question 22.17

Que fait le circuit de la figure 22.35 ?

Réponse Le circuit de la figure 22.35 est un dispositif de lampe solaire à base de LED. Il utilise un panneau solaire pour charger une batterie. Celle-ci fournit la tension d'entrée au CAT4139 qui fournit le courant constant pour piloter la chaîne de LED. Comment fonctionne ce circuit ?

Le panneau solaire est un module solaire constitué de 10 cellules connectées en série. Chaque cellule fournit environ 0,5 V à 1 V selon les conditions d'ensoleillement. Il en résulte une tension de sortie de 5 à 10 V, sans charge, entre la sortie SOLAR+ et la masse GND.

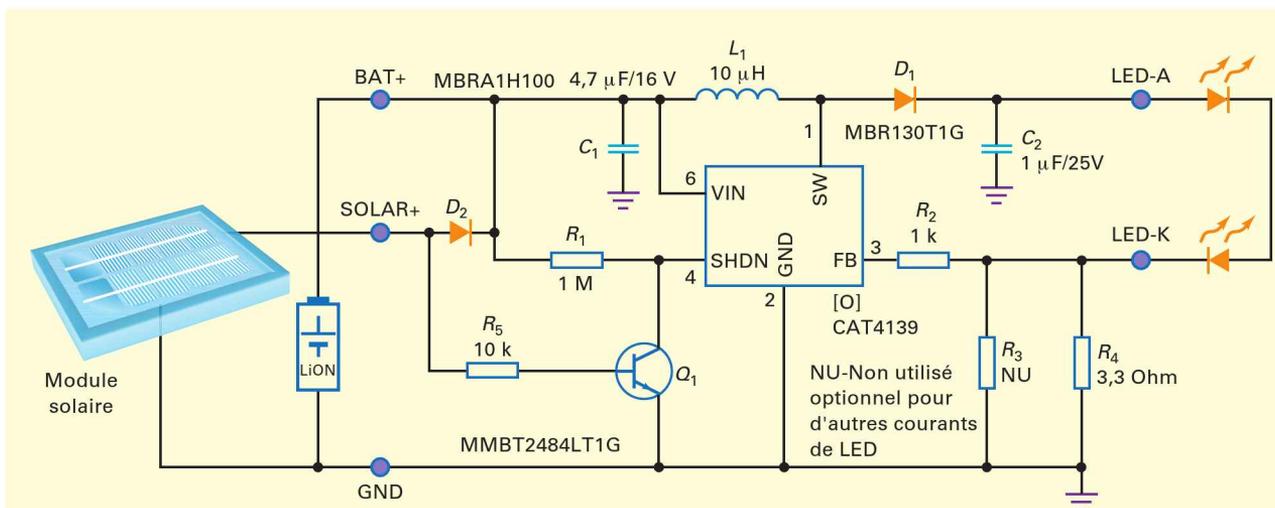


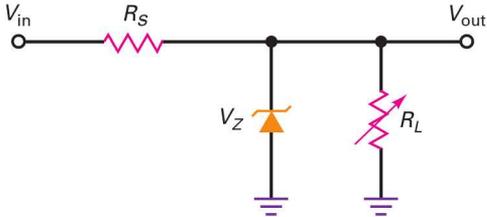
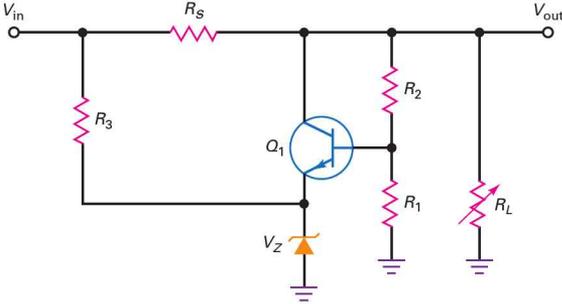
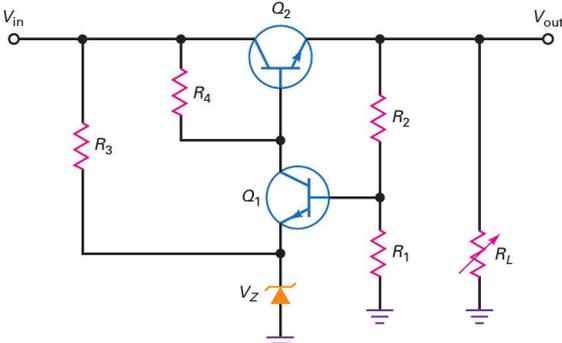
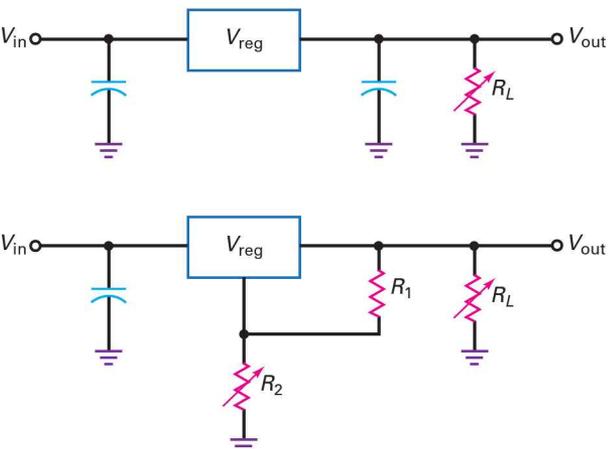
Figure 22.35 Schéma de lampe solaire à LED avec le circuit CAT4139 (utilisé avec l'autorisation de SCILLC dba ON Semiconductor).

Quand la sortie du module solaire est suffisamment élevée, elle charge une cellule Lithium-Ion (Li-Ion) de 3,7 V à travers la diode D_2 . La cellule Li-Ion (ou les cellules en parallèle si nécessaire) a une protection intégrée contre les courants ou tensions de surcharge ou contre les courant de décharge. La tension sur SOLAR+ fournit également la polarisation de base à l'entrée du transistor Q_1 . Quand Q_1 conduit, la chute de tension aux bornes de R_1 tire le collecteur vers la masse et le convertisseur CAT4139 passe en mode arrêt.

Quand la lumière ambiante est faible, la sortie du module solaire chute de manière significative. La tension de sortie basse sur SOLAR+ ne polarise plus Q_1 . Le transistor se bloque et sa tension collecteur monte au niveau BAT+. Si la cellule Li-Ion est suffisamment chargée, le convertisseur passe en mode commutation et la tension sur BAT+ fournit la tension d'entrée à la broche d'entrée V_{IN} du convertisseur. Pendant ce temps, D_2 sert à éviter un flux de courant inverse de la batterie vers le module solaire. Le convertisseur suiveur fournit maintenant la tension et le courant de sortie nécessaires pour la chaîne de LED. Le courant constant traversant les LED est contrôlé par la résistance R_4 , avec $I_{LED} = 0,3 \text{ V} / 3,3 \Omega = 91 \text{ mA}$.

L'encart *À Retenir* 22.3 décrit quelques régulateurs de tension en donnant leurs principales caractéristiques.

À RETENIR 22.3 – Régulateurs de tension

Type	Caractéristiques
<p>Régulateur Zener</p> 	<ul style="list-style-type: none"> • $V_{out} = V_Z$ • Simple à construire • $\Delta V_{out} = \Delta I_Z R_Z$
<p>Régulateur shunt</p> 	<ul style="list-style-type: none"> • $V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_Z + V_{BE})$ • Amélioration de la régulation • Protection contre les courts-circuits intégrée • Faible rendement
<p>Régulateur série</p> 	<ul style="list-style-type: none"> • $V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_Z + V_{BE})$ • Rendement meilleur que celui du régulateur shunt • $Q_2 P_D \approx (V_{in} - V_{out}) I_L$ • Nécessite une protection contre les courts-circuits
<p>Régulateur linéaire intégré</p> 	<ul style="list-style-type: none"> • Facile à utiliser • Sortie fixe ou ajustable • $V_{out} = V_{reg}$ ou $\frac{R_1 + R_2}{R_1} (V_{ref})$ • Essentiellement régulateur série • Bonne réjection de l'ondulation • Protection intégrée possible contre les courts-circuits et l'échauffement excessif

À RETENIR 22.3 – Régulateurs de tension (suite)

Type	Caractéristiques
<p>Régulateur à découpage intégré</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Modulation d'impulsion en largeur • Rendement élevé • Dévolteur ou survolteur • Peut demander des circuits complexes • Parfois bruyant • Utilisé en informatique et électronique

Réviser

Résumé

22.1 Caractéristiques des alimentations

La régulation de charge indique de combien varie la tension de sortie quand le courant de charge varie. La régulation de ligne indique de combien varie la tension sur la charge lorsque la tension de ligne varie. La résistance de sortie détermine la régulation de charge.

22.2 Les régulateurs shunts

Le régulateur Zener est l'exemple le plus simple d'un régulateur shunt. En ajoutant des transistors et un ampli op, nous pouvons construire un excellent régulateur avec des bonnes régulations de ligne et de charge. Le principal inconvénient du régulateur shunt est son faible rendement provoqué par les pertes de puissance dans la résistance en série et le transistor shunt.

22.3 Les régulateurs séries

En mettant un transistor ballast à la place de la résistance en série, nous obtenons un régulateur avec un meilleur rendement que celui des régulateurs shunts. Le suiveur Zener est l'exemple le plus simple d'un régulateur série.

En ajoutant des transistors et un ampli op, nous pouvons réaliser un régulateur série avec des excellentes régulations de charge et de ligne et en plus une limitation du courant.

22.4 Les régulateurs intégrés

Les régulateurs intégrés ont l'une des tensions suivantes : positive fixe, négative fixe ou réglable. Les régulateurs intégrés sont classés en basse puissance ou faible chute de tension. Le LM78XX est un type standard de régulateurs à sortie fixe avec des valeurs de la tension de sortie comprises entre 5 V et 24 V.

22.5 Les élévateurs de courant

Pour augmenter le courant régulé disponible sur la charge d'un régulateur intégré tel qu'un 78XX, nous pouvons utiliser un transistor extérieur pour amener le courant au-delà de 1 A. L'addition d'autres transistors permet de réaliser une protection contre les courts-circuits.

22.6 Les convertisseurs DC-DC

Un convertisseur DC-DC est utile pour transformer une tension DC d'entrée en une tension DC de sortie différente. Les convertisseurs DC-DC non régulés possèdent un oscillateur dont la tension de sortie est proportionnelle à la

tension d'entrée. Généralement, des transistors montés en push-pull et un transformateur augmentent ou diminuent la tension. Ensuite, cette dernière est redressée et filtrée pour donner une tension de sortie différente de la tension d'entrée.

22.7 Les régulateurs à découpage

Un régulateur à découpage est un convertisseur DC-DC qui utilise une modulation d'impulsions en largeur pour réguler la tension de sortie. En commutant le transistor ballast entre l'état passant et l'état bloqué, le régulateur à découpage peut atteindre des rendements compris entre 70 % et 95 %. Les architectures fondamentales sont dévolteur (descente de la tension), survolteur (augmentation de la tension) et survolteur-dévolteur. Ce type de régulateur est très courant dans les ordinateurs et les systèmes électroniques portables.

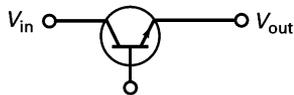
Définitions

(22.8) Rendement :



$$\text{Rendement} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \times 100 \%$$

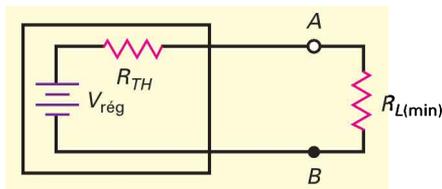
(22.11) Marge :



$$\text{Tension de marge} = V_{\text{in}} - V_{\text{out}}$$

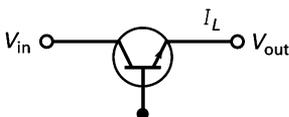
Relations

(22.4) Régulation de charge :



$$\text{Régulation de charge} = \frac{R_{\text{TH}}}{R_{\text{L}(\text{min})}} \times 100 \%$$

(22.12) Puissance dissipée :



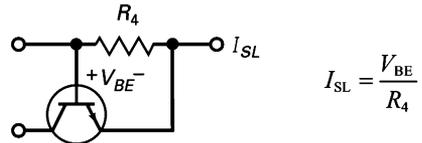
$$P_D \approx (V_{\text{in}} - V_{\text{out}}) I_L$$

(22.13) Rendement :



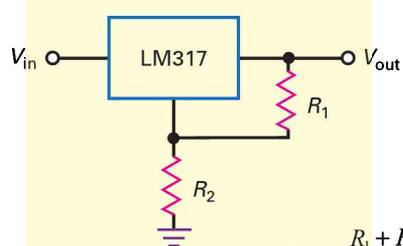
$$\text{Rendement} \approx \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \times 100 \%$$

(22.17) Courant charge court-circuitée :



$$I_{\text{SL}} = \frac{V_{\text{BE}}}{R_4}$$

(22.19) Tension de sortie du LM317 :



$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} (1,25\text{V})$$

(22.20) Énergie stockée par le champ magnétique :



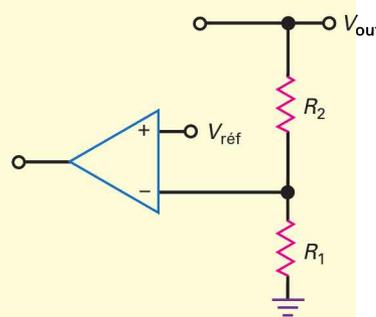
$$\text{Énergie} = 0,5 Li^2$$

(22.21) Valeur moyenne de l'entrée à filtrer :



$$V_{\text{out}} = DV_{\text{in}}$$

(22.22) Sortie du régulateur à découpage :



$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{\text{ref}}$$

(22.23) Tension crête d'un survolteur :



$$V_p = V_{\text{in}} + V_{\text{induite}}$$

S'entraîner

Auto-évaluation

1. Les régulateurs de tension utilisent généralement :
 - a) une contre-réaction
 - b) une réaction positive
 - c) aucune réaction
 - d) une limitation de phase
2. Pendant la régulation, la dissipation de puissance du transistor ballast est égale au produit de la tension collecteur-émetteur par :
 - a) le courant base
 - b) le courant de charge
 - c) le courant Zener
 - d) le courant de retour
3. Sans limitation de courant, un court-circuit sur la charge va probablement :
 - a) donner un courant de charge nul
 - b) détruire les transistors et les diodes
 - c) donner une tension sur la charge égale à la tension Zener
 - d) avoir un courant de charge trop faible
4. Une résistance de détection du courant est généralement :
 - a) nulle
 - b) petite
 - c) grande
 - d) ouverte
5. Une limitation de courant simple donne trop de chaleur dans :
 - a) la diode Zener
 - b) la résistance de charge
 - c) le transistor ballast
 - d) l'air ambiant
6. Avec une limitation par retour du courant, la tension sur la charge tend vers zéro et le courant de charge tend vers :
 - a) une faible valeur
 - b) l'infini
 - c) le courant Zener
 - d) un niveau destructif
7. Un condensateur dans un régulateur de tension a éléments discrets peut être nécessaire pour éviter :
 - a) la contre-réaction
 - b) le courant de charge excessif
 - c) les oscillations
 - d) la détection du courant
8. Si la sortie d'un régulateur de tension passe de 15 V à 14,7 V pour le courant de charge minimal et le courant de charge maximal, la régulation de charge est égale à :
 - a) 0
 - b) 1 %
 - c) 2 %
 - d) 5 %
9. Si la sortie d'un régulateur de tension passe de 20 V à 19,8 V quand la tension de ligne parcourt toute sa plage de variation, la régulation de ligne est égale à :
 - a) 0
 - b) 1 %
 - c) 2 %
 - d) 5 %
10. L'impédance de sortie d'un régulateur de tension est :
 - a) très petite
 - b) très grande
 - c) égale à la tension sur la charge divisée par le courant de charge
 - d) égale à la tension d'entrée divisée par le courant de sortie
11. Comparée à l'ondulation dans un régulateur de tension, l'ondulation à la sortie d'un régulateur de tension est :
 - a) de valeur égale
 - b) beaucoup plus grande
 - c) beaucoup plus petite
 - d) impossible à déterminer
12. Un régulateur de tension possède une réjection de l'ondulation égale à -60 dB. Si l'ondulation à l'entrée est 1 V, l'ondulation à la sortie vaut :
 - a) -60 mV
 - b) 1 mV
 - c) 10 mV
 - d) 1 000 V
13. Dans un régulateur intégré, l'interruption thermique survient quand :
 - a) la dissipation de puissance est trop faible
 - b) la température interne est trop forte
 - c) le courant dans le composant est trop faible
 - d) l'une des causes précédentes intervient
14. Si un régulateur intégré à trois broches est situé à quelques centimètres, vous pouvez avoir des oscillations dans le CI a moins que vous utilisiez :
 - a) une limitation de courant
 - b) un condensateur de découplage sur la broche d'entrée
 - c) un condensateur de découplage sur la broche de sortie
 - d) une tension d'entrée régulée
15. Les régulateurs de tension des séries 78XX fournissent une tension de sortie qui est :
 - a) positive
 - b) négative
 - c) soit positive ou négative
 - d) irrégulière
16. Le CI LM7812 donne une tension de sortie régulée égale à :
 - a) 3 V
 - b) 4 V
 - c) 12 V
 - d) 78 V

17. Un élévateur de courant est un transistor :
- a) en série avec le régulateur intégré
 - b) en parallèle avec le régulateur intégré
 - c) soit en série, soit en parallèle avec le régulateur intégré
 - d) en shunt avec la charge
18. Pour actionner un élévateur de courant, nous pouvons appliquer entre ses bornes base-émetteur une tension prélevée sur :
- a) la résistance de charge
 - b) l'impédance Zener
 - c) un autre transistor
 - d) une résistance de détection du courant
19. Un déphaseur multiple produit deux tensions de sortie qui sont :
- a) égales en phase
 - b) d'amplitudes différentes
 - c) opposées en phase
 - d) très petites
20. Un régulateur série est un exemple de :
- a) régulateur linéaire
 - b) régulateur de commutation
 - c) régulateur de dérivation
 - d) convertisseur DC-DC
21. Pour obtenir une tension de sortie plus importante du régulateur dévolteur à découpage, vous devez :
- a) diminuer le coefficient de remplissage
 - b) diminuer la tension d'entrée
 - c) augmenter le coefficient de remplissage
 - d) augmenter la fréquence de découpage
22. Une augmentation de la tension de ligne sur une alimentation entraîne généralement :
- a) une diminution de la résistance de charge
 - b) une augmentation de la tension sur la charge
 - c) une diminution du rendement
 - d) moins de dissipation de puissance dans les diodes de redressement
23. Une alimentation avec une faible impédance de sortie possède :
- a) une faible régulation de courant
 - b) une faible limitation de courant
 - c) une faible régulation de ligne
 - d) un faible rendement
24. Un régulateur à diode Zener est un :
- a) régulateur de dérivation
 - b) régulateur série
 - c) régulateur de commutation
25. Le courant d'entrée d'un régulateur shunt est :
- a) variable
 - b) constant
 - c) égal au courant de charge
 - d) utilisé pour stocker de l'énergie dans un champ magnétique
26. Une qualité de la régulation shunt est :
- a) sa protection interne contre les courts-circuits
 - b) la faible puissance dissipée dans le transistor ballast
 - c) un rendement important
 - d) le peu de puissance perdue
27. Le rendement d'un régulateur de tension est important quand :
- a) la puissance d'entrée est faible
 - b) la puissance de sortie est forte
 - c) il y a peu de puissance perdue
 - d) la puissance d'entrée est forte
28. Un régulateur shunt est inefficace car :
- a) il perd de la puissance
 - b) il utilise une résistance en série et un transistor shunt
 - c) le rapport puissance de sortie sur puissance d'entrée est faible
 - d) toutes les raisons précédentes
29. Un régulateur à découpage est :
- a) silencieux
 - b) bruyant
 - c) inefficace
 - d) linéaire
30. Le montage suiveur Zener est un exemple de :
- a) régulateur survolteur
 - b) régulateur shunt
 - c) régulateur dévolteur
 - d) régulateur série
31. Un régulateur série est plus efficace qu'un régulateur de dérivation car :
- a) il a une résistance série.
 - b) il peut augmenter la tension.
 - c) le transistor de passage remplace la résistance série.
 - d) il commute le transistor de passage entre les états passant et bloqué.
32. L'efficacité d'un régulateur linéaire est importante quand :
- a) la tension de sécurité est basse
 - b) le transistor de passage a une puissance dissipée élevée
 - c) la tension Zener est basse
 - d) la tension de sortie est basse
33. Si la charge est court-circuitée, le transistor ballast dissipe moins de puissance quand le régulateur possède :
- a) une limitation par retour de courant
 - b) un faible rendement
 - c) une architecture de dévolteur
 - d) une forte tension Zener
34. La chute de tension sur un régulateur intégré classique est proche de :
- a) 0,3 V
 - b) 0,7 V
 - c) 2 V
 - d) 3,1 V

35. Dans un régulateur dévolteur, la tension de sortie est filtrée par :
- a) une inductance en tête c) une diode
 b) un condensateur en tête d) un diviseur de tension
36. Le régulateur possédant le meilleur rendement est :
- a) le régulateur shunt
 b) le régulateur série
 c) le régulateur à découpage
 d) le convertisseur DC-DC
37. Dans un régulateur survolteur, la tension de sortie est filtrée par :
- a) une inductance en tête
 b) un condensateur en tête
 c) une diode
 d) un diviseur de tension
38. Un régulateur d'atténuation-amplification est aussi :
- a) un régulateur d'atténuation
 b) un régulateur d'amplification
 c) un régulateur inverseur
 d) les trois réponses précédentes

Exercices

22.1 Caractéristiques des alimentations

- 22.1 Une alimentation présente $V_{NL} = 15 \text{ V}$ et $V_{FL} = 14,5 \text{ V}$. Que vaut la régulation de charge ?
- 22.2 Une alimentation présente $V_{HL} = 20 \text{ V}$ et $V_{LL} = 19 \text{ V}$. Que vaut la régulation de ligne ?
- 22.3 Si la tension de ligne varie entre 108 V et 135 V et la tension sur la charge varie entre 12 V et 12,3 V, que vaut la régulation de ligne ?
- 22.4 Une alimentation possède une résistance de sortie égale à 2 Ω . Si la charge minimale est 50 Ω , quelle est la régulation de charge ?

22.2 Les régulateurs shunts

- 22.5 Dans la figure 22.4, $V_{in} = 25 \text{ V}$; $R_S = 22 \Omega$; $V_Z = 18 \text{ V}$; $V_{BE} = 0,75 \text{ V}$; $R_L = 100 \Omega$. Quelles sont

les valeurs de la tension de sortie, du courant d'entrée, du courant de charge et du courant collecteur ?

- 22.6 Le régulateur shunt de la figure 22.5 possède ces valeurs : $V_{in} = 25 \text{ V}$; $R_S = 15 \Omega$; $V_Z = 5,6 \text{ V}$; $V_{BE} = 0,77 \text{ V}$; $R_L = 80 \Omega$. Si $R_1 = 330 \Omega$ et $R_2 = 680 \Omega$, quelles sont les valeurs approximatives de la tension de sortie, du courant d'entrée, du courant de charge et du courant collecteur ?
- 22.7 Le régulateur shunt de la figure 22.6 possède ces valeurs : $V_{in} = 25 \text{ V}$; $R_S = 8,2 \Omega$; $V_Z = 5,6 \text{ V}$; $R_L = 50 \Omega$. Si $R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 6,2 \text{ k}\Omega$, quelles sont les valeurs approximatives de la tension de sortie, du courant d'entrée, du courant de charge et du courant collecteur ?

22.3 Les régulateurs séries

- 22.8 Dans la figure 22.8, $V_{in} = 20 \text{ V}$; $V_Z = 4,7 \text{ V}$; $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 2,7 \text{ k}\Omega$; $R_L = 50 \Omega$. Quelle est la valeur de la tension de sortie ? Quelle est la puissance dissipée dans le transistor ballast ?
- 22.9 À l'exercice 22.8, quel est le rendement approximatif ?
- 22.10 Sur la figure 22.15, la tension Zener passe à 6,2 V. Quelle est la valeur approchée de la tension de sortie ?
- 22.11 Sur la figure 22.16, V_{in} peut varier de 20 V à 30 V. Quel est le courant Zener maximal ?
- 22.12 Si la valeur du potentiomètre dans la figure 22.16 passe à 1,5 k Ω , quelles sont les valeurs minimale et maximale de la tension de sortie régulée ?
- 22.13 Sur la figure 22.16, si la valeur de la tension de sortie régulée est égale à 10 V, quelle est la valeur de la résistance de charge au début de la limitation en courant ? Quelle est la valeur approximative du courant sortie court-circuitée ?

22.4 Les régulateurs intégrés

- 22.14 Quel est le courant de charge sur la figure 22.36 ? Quelle est la valeur de la marge de tension ? Quelle est la puissance dissipée par le LM7815 ?

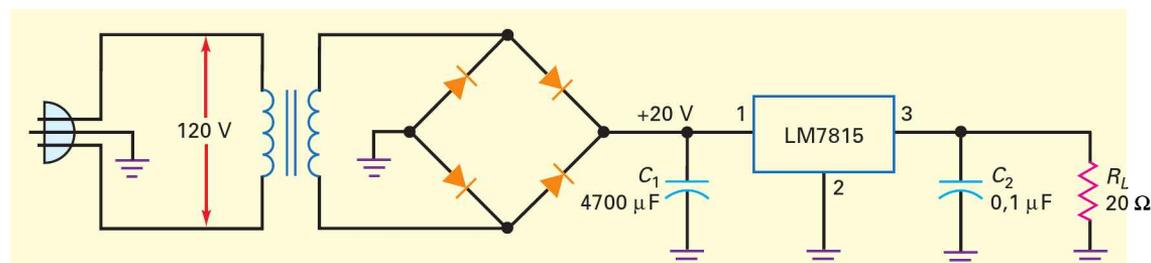


Figure 22.36

- 22.15** Quelle est la valeur de l'ondulation à la sortie sur la figure 22.36 ?
- 22.16** Si $R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ dans la figure 22.20, quelle est la valeur de la tension de sortie ?
- 22.17** Le LM7815 est utilisé avec une tension d'entrée qui varie de 18 V à 25 V. Quel est le rendement maximal ? Le rendement minimal ?

22.6 Les convertisseurs DC-DC

- 22.18** Un convertisseur DC-DC a une tension d'entrée 5 V et une tension de sortie 12 V. Si le courant d'entrée est égal à 1 A et le courant de sortie est égal à 0,25 A, quel est le rendement de ce convertisseur DC-DC ?
- 22.19** Un convertisseur DC-DC a une tension d'entrée 12 V et une tension de sortie 5 V. Si le courant d'entrée est égal à 2 A et si le rendement vaut 80 %, quelle est la valeur du courant de sortie ?

22.7 Les régulateurs à découpage

- 22.20** Un régulateur dévolteur possède $V_{\text{ref}} = 2,5 \text{ V}$; $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$. Quelle est la valeur de la tension de sortie ?
- 22.21** Si le facteur de remplissage est égal à 30 % et si la valeur crête des impulsions sur l'inductance en tête est égale à 20 V, quelle est la valeur de la tension de sortie régulée ?
- 22.22** Un régulateur survolteur possède $V_{\text{ref}} = 1,25 \text{ V}$; $R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$. Quelle est la valeur de la tension de sortie ?
- 22.23** Une régulateur survolteur-dévolteur possède $V_{\text{ref}} = 2,1 \text{ V}$; $R_1 = 2,1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$. Quelle est la valeur de la tension de sortie ?

Approfondissement

- 22.24** La figure 22.37 représente un régulateur LM317 avec un interrupteur thermique. Quand la tension d'interruption thermique est nulle, le transistor est ouvert et n'a aucune influence sur le fonctionnement. Quand la tension d'interruption thermique vaut approximativement 5 V, le transistor sature. Quelle est la plage de variation de la tension de sortie quand la tension d'interruption thermique est nulle ? Que devient la tension de sortie quand la tension d'interruption thermique vaut 5 V ?

- 22.25** Dans la figure 22.37, le transistor est bloqué. Quelle doit être la valeur de la résistance variable pour obtenir une tension de sortie égale à 18 V ?

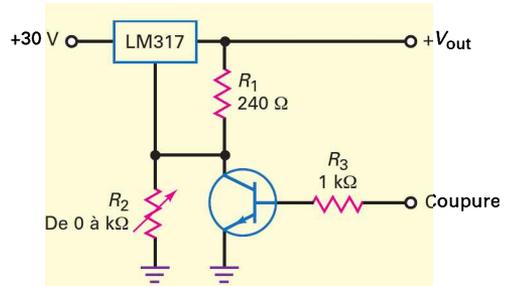


Figure 22.37

- 22.26** Lorsqu'un redressement en pont et un filtrage par condensateur en tête alimentent un régulateur de tension, la tension sur le condensateur pendant la décharge est presque une rampe parfaite. Pourquoi avons-nous une rampe au lieu de la forme exponentielle classique ?
- 22.27** Si la régulation de charge vaut 5 % et si la tension sans charge est égale à 12,5 V, quelle est la valeur de la tension pleine charge ?
- 22.28** Si la régulation de ligne vaut 3 % et la valeur basse de la tension de ligne est égale à 16 V, quelle est la valeur haute de la tension de ligne ?
- 22.29** Une alimentation a une régulation de charge égale à 1 % et une résistance de charge minimale 10 Ω . Quelle est sa résistance de sortie ?
- 22.30** Le régulateur shunt de la figure 22.6 a une tension d'entrée 35 V, un courant collecteur 60 mA et un courant de charge 140 mA. Si la résistance en série vaut 100 Ω , quelle est la valeur de la résistance de charge ?
- 22.31** Dans la figure 22.10, nous voulons un départ de la limitation de courant à environ 250 mA. Quelle doit être la valeur de la résistance R_4 ?
- 22.32** La tension de sortie sur la figure 22.12 est égale à 10 V. Si $V_{\text{BE}} = 0,7 \text{ V}$ pour le transistor de limitation du courant, quelle est la valeur du courant sortie court-circuitée et la valeur maximale du courant de charge ? Utilisez $K = 0,7$ et $R_4 = 1 \Omega$.
- 22.33** Dans la figure 22.38, $R_5 = 7,5 \text{ k}\Omega$; $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_7 = 9 \text{ k}\Omega$; $C_3 = 0,001 \mu\text{F}$. Quelle est la valeur de la fréquence de découpage du régulateur dévolteur ?
- 22.34** Si le curseur est au milieu de sa course sur la figure 22.16, quelle est la valeur de la tension de sortie ?

Grille de dépannage

Utilisez la figure 22.38 pour les exercices suivants. Dans cet ensemble d'exercices, vous dépannez un régulateur à découpage. Avant de commencer, jetez un coup d'œil à la ligne OK et interprétez les indications pour déterminer la forme des signaux corrects avec leurs tensions crêtes exactes. Dans cet exercice, les défauts sont des pannes des CI plutôt que des défauts des résistances. Lorsqu'un circuit intégré tombe en panne, tout peut arriver. Les broches peuvent être en circuit ouvert, court-circuitées en interne, etc. Quel que soit le type de panne à l'intérieur du circuit intégré, le symptôme le plus classique est une *sortie bloquée*. Cela entraîne que la tension de sortie est bloquée à la saturation positive ou à la saturation négative. Si les signaux d'entrée sont corrects, un CI avec une sortie bloquée doit être remplacé. Les exercices suivants vous donnent une chance de fonctionner avec une sortie bloquée, soit à +13,5 V soit à -13,5 V.

- 22.35 Trouvez d'où provient la panne 1.
- 22.36 Trouvez d'où provient la panne 2.
- 22.37 Trouvez d'où provient la panne 3.
- 22.38 Trouvez d'où provient la panne 4.
- 22.39 Trouvez d'où provient la panne 5.
- 22.40 Trouvez d'où provient la panne 6.
- 22.41 Trouvez d'où provient la panne 7.
- 22.42 Trouvez d'où provient la panne 8.
- 22.43 Trouvez d'où provient la panne 9.

Panne	V_A	V_B	V_C	V_D	V_E	V_F
OK	N	I	M	J	K	H
T1	P	I	U	T	I	L
T2	T	L	V	O	R	O
T3	N	Q	M	V	I	T
T4	P	N	L	T	Q	L
T5	O	V	L	T	I	L
T6	N	Q	M	O	R	T
T7	P	I	U	I	Q	L
T8	P	I	U	L	Q	V
T9	N	Q	M	O	R	V

Signaux

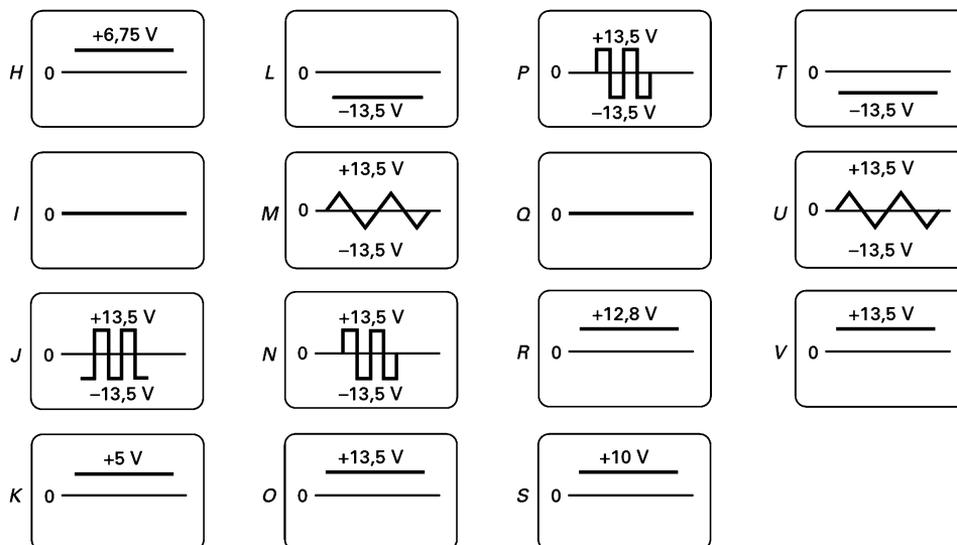
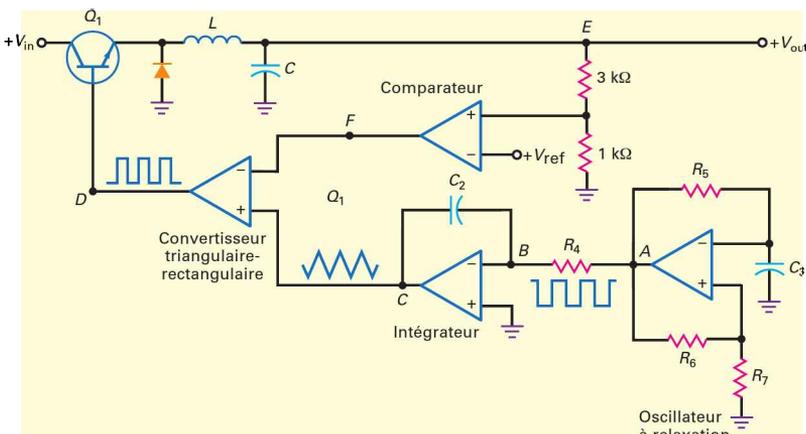


Figure 22.38

Questions de débogage avec Multisim III Multisim

Pour ce chapitre, les fichiers sont intitulés **MTC22-44** à **MTC22-48** et correspondent au circuit de la figure 22.16.

Ouvrez-les et effectuez les débogages avec chaque fichier. Mesurez pour déterminer s'il y a une faute et, si c'est le cas, quel est le circuit fautif.

22.44 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC22-44**.

22.45 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC22-45**.

22.46 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC22-46**.

22.47 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC22-47**.

22.48 Ouvrez et effectuez le débogage avec le fichier **MTC22-48**.

Questions d'un recruteur

- Dessinez un régulateur shunt quelconque et dites-moi comment il fonctionne.
- Dessinez un régulateur série quelconque et dites-moi comment il fonctionne.
- Expliquez pourquoi le rendement d'un régulateur série est supérieur au rendement d'un régulateur shunt.
- Quels sont les trois types fondamentaux de régulateurs à découpage ? Quel est celui qui augmente la tension ? Quel est celui qui donne une tension de sortie négative à partir d'une tension d'entrée positive ? Quel est celui qui diminue la tension ?
- Dans un régulateur série, que signifie la *marge de tension* ? Quelle est la relation entre le rendement et la marge de tension ?
- Quelle est la différence entre le LM7806 et le LM7912 ?
- Expliquez la signification de la régulation de ligne et de la régulation de charge. Doivent-elles être fortes ou faibles si l'on désire une alimentation de qualité ?
- Comment la résistance de Thévenin ou la résistance de sortie d'une alimentation est-elle reliée à la régulation de charge ? Pour avoir une alimentation de qualité, la résistance de sortie doit-elle être grande ou petite ?

- Quelle est la différence entre la limitation en courant ordinaire et la limitation par retour de courant ?
- Que signifie l'expression *interruption thermique* ?
- Le constructeur d'un régulateur trois broches recommande l'utilisation d'un condensateur à l'entrée si le circuit intégré se trouve à plus de 15 cm de l'alimentation non régulée. Quel est le rôle de ce condensateur ?
- Quelle est la chute de tension classique pour la série LM78XX ? Que signifie-t-elle ?

Réponses

Auto-évaluation

- | | | | | |
|-------|--------|--------|--------|--------|
| 1. a) | 9. b) | 17. b) | 25. b) | 33. a) |
| 2. b) | 10. a) | 18. d) | 26. a) | 34. c) |
| 3. b) | 11. c) | 19. c) | 27. c) | 35. a) |
| 4. b) | 12. b) | 20. a) | 28. d) | 36. c) |
| 5. c) | 13. b) | 21. c) | 29. b) | 37. b) |
| 6. a) | 14. b) | 22. b) | 30. d) | 38. d) |
| 7. c) | 15. a) | 23. a) | 31. c) | |
| 8. c) | 16. c) | 24. a) | 32. a) | |

Avez-vous compris ?

- 22.1** $V_{\text{out}} = 7,6 \text{ V}$; $I_S = 440 \text{ mA}$; $I_L = 190 \text{ mA}$; $I_C = 250 \text{ mA}$.
- 22.2** $V_{\text{out}} = 11,1 \text{ V}$; $I_S = 392 \text{ mA}$; $I_L = 277 \text{ mA}$; $I_C = 115 \text{ mA}$.
- 22.3** $P_{\text{out}} = 3,07 \text{ W}$; $P_{\text{in}} = 5,88 \text{ W}$; Rend. = 52,2 %.
- 22.4** $I_C = 66 \text{ mA}$; $P_D = 858 \text{ mW}$.
- 22.6** Régulation de charge = 2,16 % ;
Régulation de ligne = 3,31 %.
- 22.7** $V_{\text{out}} = 8,4 \text{ V}$; $P_D = 756 \text{ mW}$.
- 22.8** Rend. = 70 %.
- 22.9** $V_{\text{out}} = 11,25 \text{ V}$
- 22.11** $I_Z = 22,7 \text{ mA}$; $V_{\text{out}(\text{min})} = 5,57 \text{ V}$; $V_{\text{out}(\text{max})} = 13 \text{ V}$;
 $R_L = 41,7 \Omega$; $I_{\text{SL}} = 350 \text{ mA}$.
- 22.12** $I_L = 150 \text{ mA}$; $V_R = 198 \mu\text{V}$.
- 22.13** $V_{\text{out}} = 7,58 \text{ V}$.
- 22.15** $V_{\text{out}} = 7,81 \text{ V}$; $R_2 = 7,8 \text{ k}\Omega$.
- 22.16** $V_{\text{out}} = 7,47 \text{ V}$.

Annexes

Démonstrations mathématiques

Cette annexe contient une sélection de démonstrations mathématiques.

Démonstration de la relation (8.10)

Le point de départ de cette démonstration est l'équation du courant dans une jonction pn abrupte établie par Schockley :

$$I = I_s(e^{Vq/kT} - 1) \quad (1)$$

avec I : courant total dans la diode

I_s : courant inverse de saturation

V : tension totale sur la zone désertée

q : charge de l'électron

k : constante de Boltzmann

T : température absolue ($^{\circ}C + 273$)

La relation (1) ne tient *pas* compte de la résistance série de chaque côté de la jonction. Par conséquent, cette relation est applicable sur la totalité de la diode seulement si la tension sur la résistance série est négligeable.

À la température ambiante, q/kT vaut approximativement 40, et la relation (1) devient :

$$I = I_s(e^{40V} - 1) \quad (2)$$

(Certains manuels donnent $39V$, ce n'est qu'une petite différence.) Pour déterminer r'_e , on différentie I par rapport à V :

$$\frac{dI}{dV} = 40I_s e^{40V}$$

En utilisant la relation (2), on peut écrire :

$$\frac{dI}{dV} = 40(I + I_s)$$

L'inverse donne l'expression de la résistance r'_e :

$$r'_e = \frac{dV}{dI} = \frac{1}{40(I + I_s)} = \frac{25 \text{ mV}}{I + I_s} \quad (3)$$

La relation (3) tient compte du courant inverse de saturation. Dans un ampli linéaire réel, I est beaucoup plus important que I_s (autrement la polarisation est instable). Donc, la valeur pratique de la résistance r'_e est donnée par :

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I}$$

Or on considère la zone désertée de la jonction émetteur, on ajoute donc l'indice E au courant pour obtenir :

$$r'_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E}$$

Démonstration de la relation (10.27)

Sur la figure 10.18a, la puissance instantanée dissipée par le transistor quand il est en *conduction* est :

$$p = V_{CE} I_C = V_{CEQ}(1 - \sin \theta) I_{C(\text{sat})} \sin \theta$$

Cette expression est valable pendant la demipériode de conduction ; pendant la demi-période de *blocage*, théoriquement $p = 0$.

La puissance moyenne dissipée est :

$$p_{\text{moy}} = \frac{\text{aire}}{\text{période}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{CEQ}(1 - \sin \theta) I_{C(\text{sat})} \sin \theta d\theta$$

Après avoir évalué l'intégrale bornée par 0 et π et divisé le résultat par la période 2π , nous obtenons la puissance moyenne dissipée par un transistor pendant une période complète :

$$p_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} V_{CEQ} I_{C(\text{sat})} \left[-\cos \theta - \frac{\theta}{2} \right]_0^{\pi} = 0,068 V_{CEQ} I_{C(\text{sat})} \quad (4)$$

C'est la puissance dissipée par chaque transistor pendant toute la période, en supposant une excursion totale de la droite de charge AC.

Si le signal ne balaye pas la totalité de la droite de charge, la puissance dissipée instantanée est égale à :

$$p = V_{CE} I_C = V_{CEQ}(1 - k \sin \theta) I_{C(\text{sat})} k \sin \theta$$

où k est une constante comprise entre 0 et 1, qui représente la fraction de droite de charge parcourue. Après l'intégration de :

$$p_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi p \, d\theta$$

on obtient :

$$p_{\text{moy}} = \frac{V_{\text{CEQ}} I_{\text{C(sat)}}}{2\pi} \left(2k - \frac{\pi k^2}{2} \right) \quad (5)$$

Or p_{moy} est fonction de k , on peut différentier et faire $dp_{\text{moy}}/dk = 0$ pour trouver la valeur de k qui donne un extremum :

$$\frac{dp_{\text{moy}}}{dk} = \frac{V_{\text{CEQ}} I_{\text{C(sat)}}}{2\pi} (2 - k\pi) = 0$$

Ce qui donne pour k :

$$k = \frac{2}{\pi} = 0,636$$

En reportant cette valeur de k dans la relation (5), on obtient :

$$p_{\text{moy}} = 0,107 V_{\text{CEQ}} I_{\text{C(sat)}} \approx 0,1 V_{\text{CEQ}} I_{\text{C(sat)}}$$

Or $I_{\text{C(sat)}} = V_{\text{CEQ}}/R_L$ et $V_{\text{CEQ}} = \text{MPP}/2$; la relation précédente devient donc :

$$P_{\text{D(max)}} = \frac{\text{MPP}^2}{40 R_L}$$

Démonstrations des relations (11.15) et (11.16)

On part de la relation :

$$I_{\text{D}} = I_{\text{DSS}} \left[1 - \frac{V_{\text{GS}}}{V_{\text{GS(off)}}} \right]^2 \quad (6)$$

La dérivée donne :

$$\frac{dI_{\text{D}}}{dV_{\text{GS}}} = g_{\text{m}} = 2I_{\text{DSS}} \left[1 - \frac{V_{\text{GS}}}{V_{\text{GS(off)}}} \right] \left[-\frac{1}{V_{\text{GS(off)}}} \right]$$

ou

$$g_{\text{m}} = -\frac{2I_{\text{DSS}}}{V_{\text{GS(off)}}} \left[1 - \frac{V_{\text{GS}}}{V_{\text{GS(off)}}} \right] \quad (7)$$

Quand $V_{\text{GS}} = 0$, on obtient :

$$g_{\text{m0}} = -\frac{2I_{\text{DSS}}}{V_{\text{GS(off)}}} \quad (8)$$

d'où, en ordonnant :

$$V_{\text{GS(off)}} = -\frac{2I_{\text{DSS}}}{g_{\text{m0}}}$$

Ceci démontre la relation (11.15). En remplaçant le membre de gauche de la relation (8) dans la relation (7) :

$$g_{\text{m}} = g_{\text{m0}} \left[1 - \frac{V_{\text{GS}}}{V_{\text{GS(off)}}} \right]$$

Ceci démontre la relation (11.16).

Démonstration de la relation (16.2)

L'expression d'une tension sinusoïdale est donnée par :

$$v = V_p \sin \omega t$$

La dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dv}{dt} = \omega V_p \cos \omega t$$

La vitesse maximale de la variation intervient pour $t = 0$. Donc, quand la fréquence augmente, on atteint la valeur pour laquelle la vitesse maximale de la variation est égale au *slew rate*. À cette valeur particulière, on a :

$$S_{\text{R}} = \left(\frac{dv}{dt} \right)_{\text{max}} = \omega_{\text{max}} V_p = 2\pi f_{\text{max}} V_p$$

En exprimant f_{max} en fonction de S_{R} , on obtient :

$$f_{\text{max}} = \frac{S_{\text{R}}}{2\pi V_p}$$

Démonstration de la relation (17.10)

Voici la démonstration de l'expression de l'impédance de sortie boucle fermée. On part de :

$$A_{\text{v(CL)}} = \frac{A_{\text{VOL}}}{1 + A_{\text{VOL}} B}$$

On y substitue :

$$A_{\text{v}} = A_{\text{u}} \frac{R_L}{r_{\text{out}} + R_L}$$

avec A_{v} le gain en charge (la résistance R_L connectée) et A_{u} le gain sans charge (R_L débranchée). Après le remplacement de A_{v} , le gain boucle fermée devient :

$$A_{\text{v(CL)}} = \frac{A_{\text{u}}}{1 + A_{\text{u}} B + r_{\text{out}}/R_L}$$

Quand :

$$1 + A_u B = \frac{r_{\text{out}}}{R_L}$$

le gain $A_{v(\text{CL})}$ chute de moitié, impliquant que la résistance de charge est égale à la résistance de Thévenin de la sortie de l'amplificateur à réaction. L'extraction de R_L donne :

$$R_L = \frac{r_{\text{out}}}{1 + A_u B}$$

C'est la valeur de la résistance de charge qui provoque une chute de moitié du gain en tension boucle fermée, ce qui revient à dire que c'est la valeur de l'impédance de sortie boucle fermée :

$$r_{\text{out}(\text{CL})} = \frac{r_{\text{out}}}{1 + A_u B}$$

Dans tout amplificateur à réaction réel, l'impédance r_{out} est bien inférieure à la résistance R_L , de sorte que le gain A est proche du gain A_u . C'est pour cette raison que l'on trouve presque toujours l'expression de l'impédance de sortie sous la forme :

$$r_{\text{out}(\text{CL})} = \frac{r_{\text{out}}}{1 + A_{\text{VOL}} B}$$

avec $r_{\text{out}(\text{CL})}$: impédance de sortie boucle fermée

r_{out} : impédance de sortie boucle ouverte

$A_{\text{VOL}} B$: gain de boucle

Démonstration de la relation (17.23)

À cause de la masse virtuelle dans la figure 17.12, la quasi totalité du courant d'entrée passe à travers la résistance R_1 . La somme des tensions le long du circuit donne :

$$-v_{\text{err}} + i_{\text{in}} R_2 - (i_{\text{out}} - i_{\text{in}}) R_1 = 0 \quad (9)$$

En tenant compte de :

$$v_{\text{err}} = \frac{v_{\text{out}}}{A_{\text{VOL}}}$$

et

$$v_{\text{out}} = i_{\text{out}} R_L + (i_{\text{out}} - i_{\text{in}}) R_1$$

l'équation (9) devient :

$$\frac{i_{\text{out}}}{i_{\text{in}}} = \frac{A_{\text{VOL}} R_2 + (1 + A_{\text{VOL}}) R_1}{R_L + (1 + A_{\text{VOL}}) R_1}$$

Or 1 est généralement négligeable devant le gain A_{VOL} , ce qui permet de simplifier :

$$\frac{i_{\text{out}}}{i_{\text{in}}} = \frac{A_{\text{VOL}} (R_1 + R_2)}{R_L + A_{\text{VOL}} R_1}$$

En outre, R_L est généralement négligeable devant $A_{\text{VOL}} R_1$, et l'expression précédente devient :

$$\frac{i_{\text{out}}}{i_{\text{in}}} \approx \frac{R_2}{R_1} + 1$$

Démonstration de la relation (20.17)

La variation de la tension d'un condensateur est donnée par :

$$\Delta V = \frac{IT}{C} \quad (10)$$

Pendant l'alternance positive de la tension d'entrée (figure 20.28a), le courant de charge du condensateur est théoriquement :

$$I = \frac{V_p}{R}$$

Puisque le temps T est le temps de descente de la rampe de sortie, il représente la moitié de la période de sortie. Si f est la fréquence du signal rectangulaire d'entrée, alors $T = 1/2f$. En remplaçant I et T dans la relation (10), on obtient :

$$\Delta V = \frac{V_p}{2f RC}$$

La tension d'entrée présente une tension crête V_p , pendant que la tension de sortie possède une valeur crête à crête ΔV . Donc, la relation peut s'écrire :

$$V_{\text{out(pp)}} = \frac{V_p}{2f RC}$$

Démonstration de la relation (20.18)

Le point de déclenchement supérieur (PDS) possède la valeur $+BV_{\text{sat}}$ et le point de déclenchement inférieur (PDI) possède la valeur $-BV_{\text{sat}}$. On part de l'équation fondamentale valable pour tout circuit RC :

$$v = v_i + (v_f - v_i)(1 - e^{-t/RC}) \quad (11)$$

avec v : tension instantanée sur le condensateur

v_i : tension initiale sur le condensateur

v_f : tension finale sur le condensateur

t : temps de la charge

RC : constante de temps

Sur la figure 20.32b, la charge du condensateur part avec une valeur initiale $-BV_{\text{sat}}$ et se termine à $+BV_{\text{sat}}$. La valeur finale pour la tension sur le condensateur est $+V_{\text{sat}}$ et la durée pour cette charge est une demi-période $T/2$. En reportant ces valeurs dans la relation (11), on obtient :

$$BV_{\text{sat}} = -BV_{\text{sat}} + (V_{\text{sat}} + BV_{\text{sat}})(1 - e^{-T/2RC})$$

Cela se simplifie :

$$\frac{2B}{1+B} = 1 - e^{-T/2RC}$$

En isolant l'exponentielle, puis en prenant le logarithme népérien, on obtient :

$$T = 2RC \ln \frac{1+B}{1-B}$$

Démonstration de la relation (21.25)

On part de la relation (11), l'équation du régime transitoire de tout circuit RC . Sur la figure 21.33, la tension initiale du condensateur est nulle, la tension finale est $+V_{\text{CC}}$ et la tension à l'instant W est $+2V_{\text{CC}}/3$. En reportant ces valeurs dans la relation (11), on obtient :

$$\frac{2V_{\text{CC}}}{3} = V_{\text{CC}}(1 - e^{-W/RC})$$

Cela se simplifie :

$$e^{-W/RC} = \frac{1}{3}$$

L'extraction de W donne :

$$W = 1,0986RC \approx 1,1RC$$

Démonstration des relations (21.28) et (21.29)

Sur la figure 21.36, la montée de la charge du condensateur dure un temps W . La tension sur le condensateur commence à $+V_{\text{CC}}/3$ et se termine à $+2V_{\text{CC}}/3$ avec une valeur cible égale à $+V_{\text{CC}}$. En reportant ces valeurs dans la relation (11), on obtient :

$$\frac{2V_{\text{CC}}}{3} = \frac{V_{\text{CC}}}{3} + \left(V_{\text{CC}} - \frac{V_{\text{CC}}}{3} \right) (1 - e^{-W/RC})$$

Cela se simplifie :

$$e^{-W/RC} = 0,5$$

soit :

$$W = 0,693RC = 0,693(R_1 + R_2)C$$

L'équation de la décharge est semblable, sauf que la résistance R_2 remplace la somme $R_1 + R_2$. Sur la figure 21.36, la durée de décharge est $T - W$, ce qui entraîne :

$$T - W = 0,693R_2C$$

Donc la période est égale à :

$$T = 0,693(R_1 + R_2)C + 0,693R_2C$$

et le coefficient de remplissage vaut :

$$D = \frac{0,693(R_1 + R_2)C}{0,693(R_1 + R_2)C + 0,693R_2C} \times 100\%$$

soit :

$$D = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \times 100\%$$

Pour obtenir la fréquence, on prend l'inverse de la période T :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,693(R_1 + R_2)C + 0,693R_2C}$$

soit :

$$f = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C}$$

Le théorème de Thévenin appliqué au convertisseur numérique-analogique R/2R

Avec les interrupteurs $D_0 - D_4$ positionnés comme l'indique la figure 1a, l'entrée binaire est $D_0 = 1$, $D_1 = 0$, $D_2 = 0$, et $D_3 = 0$. Appliquons Thévenin au point A , en faisant face à D_0 . Ce faisant, R_5 (20 k Ω) devient en parallèle avec R_1 (20 k Ω) et leur équivalent est 10 k Ω . La tension de Thévenin au point A est la moitié de V_{ref} et égale à +2,5 V. Cet équivalent est illustré par la figure 1b.

Appliquons alors Thévenin au point B de la figure 1b. Notez que R_{TH} (10 k Ω) est en série avec R_6 (10 k Ω). Cette valeur de 20 k Ω est en parallèle avec R_2 (20 k Ω), ce qui nous donne à nouveau 10 k Ω . La tension de Thévenin vue du point B est de nouveau réduite de moitié à 1,25 V. Cet équivalent est illustré à la figure 1c.

Appliquons maintenant Thévenin au point C de la figure 1c. À nouveau, R_{TH} (10 k Ω) est en série avec R_7 (10 k Ω) et cette valeur de 20 k Ω vient en parallèle avec R_3 (10 k Ω). V_{TH} est égale à 0,625 V. Notez que

la valeur de V_{TH} est divisée par deux à chaque étape. L'équivalent Thévenin a été réduit à ce qu'illustre la figure 1d.

Puisqu'à la figure 1d R_4 ($20\text{ k}\Omega$) est à la masse virtuelle, les $0,625\text{ V}$ de V_{TH} s'appliquent à R_{TH} et R_8 ($10\text{ k}\Omega$). Il en résulte un courant d'entrée I_{in} de :

$$I_{in} = \frac{0,625\text{ V}}{20\text{ k}\Omega} = 31,25\text{ }\mu\text{A}$$

De nouveau, en raison de la présence de la masse virtuelle, ce courant d'entrée doit s'écouler par R_f ($20\text{ k}\Omega$) et produit une tension de sortie de :

$$V_{out} = -(I_{in}R_f) = -(31,25\text{ }\mu\text{A})(20\text{ k}\Omega) = -0,625\text{ V}$$

Cette tension de sortie est le plus petit incrément au-dessus de 0 V . Elle est souvent appelée résolution de sortie du circuit.

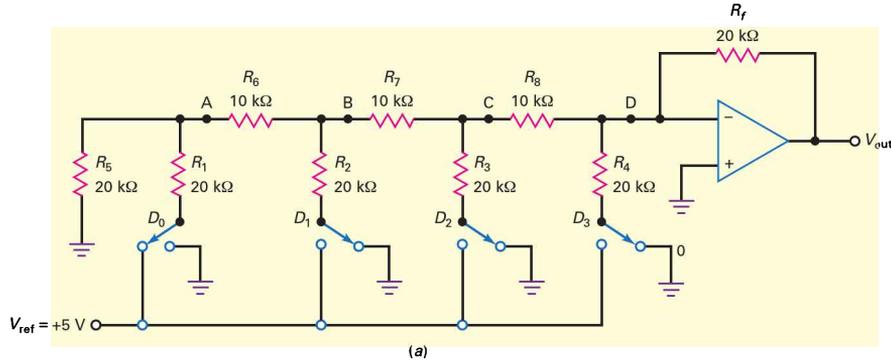


Figure 1 (a) Circuit à l'origine.

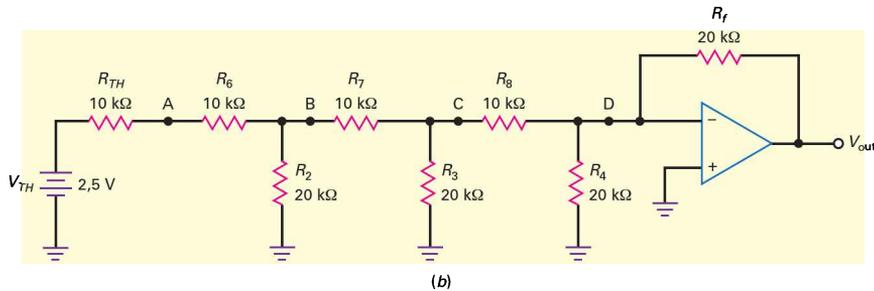


Figure 1 (b) Thévenin au point A.

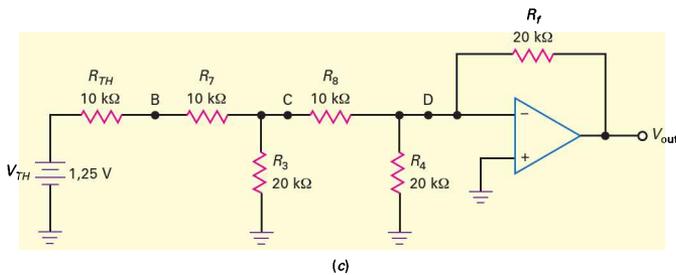


Figure 1 (c) Thévenin au point B.

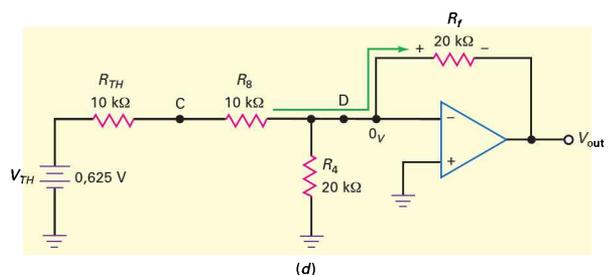


Figure 1 (d) Thévenin au point C.

Réponses aux exercices impairs

Chapitre 1

1.1 $R_L \geq 10 \Omega$. 1.3 $R_L \geq 5 \text{ k}\Omega$. 1.5 0,1 V. 1.7 $R_L \leq 100 \text{ k}\Omega$. 1.9 1 k Ω . 1.11 4,80 mA, et la source n'est pas à courant constant. 1.13 6 mA, 4 mA, 3 mA, 2,4 mA, 2 mA, 1,7 mA, 1,5 mA. 1.15 V_{TH} est inchangé et R_{TH} a doublé. 1.17 $R_{TH} = 10 \text{ k}\Omega$; $V_{TH} = 100 \text{ V}$. 1.19 En court-circuit. 1.21 Un câble d'alimentation est coupé ou débranché. 1.23 0,08 Ω . 1.25 Débrancher la résistance et mesurer la tension. 1.27 Le théorème de Thévenin permet de résoudre plus facilement le problème. 1.29 $R_S > 100 \text{ k}\Omega$. Prendre une résistance série $R_S = 100 \text{ k}\Omega$ et une source de 100 V. 1.31 $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$. 1.33 Commencer par mesurer la tension aux bornes de la pile, c'est la tension de Thévenin. Brancher une résistance aux bornes de la pile et mesurer la tension aux bornes de la résistance. Calculer le courant dans la résistance. Soustraire de la tension de la pile la tension aux bornes de la résistance. Appliquer la loi d'Ohm entre la tension résultat et le courant délivré pour obtenir la valeur de la résistance de Thévenin de la pile. 1.35 Défaut 1 : R_1 en court-circuit ; défaut 2 : R_1 coupée ou R_2 en court-circuit ; défaut 3 : R_3 coupée ; défaut 4 : R_3 en court-circuit ; défaut 5 : R_2 coupée ou circuit ouvert au point C ; défaut 6 : R_4 coupée ou circuit ouvert au point D ; défaut 7 : circuit ouvert au point E ; défaut 8 : R_4 en court-circuit. 1.37 R_2 coupée. 1.39 R_4 coupée.

Chapitre 2

2.1 – 2. 2.3 a) semi-conducteur ; b) conducteur ; c) semi-conducteur ; d) conducteur. 2.5 a) 5 mA ; b) 5 mA ; c) 5 mA. 2.7 Minimum = 0,60 V ; maximum = 0,75 V. 2.9 10 nA. 2.11 On doit diminuer le courant de saturation et réduire la constante de temps R_C . 2.13 R_1 coupée. 2.15 D_1 coupée.

Chapitre 3

3.1 27,3 mA. 3.3 400 mA. 3.5 10 mA. 3.7 12,8 mA. 3.9 19,3 mA ; 19,3 V ; 372 mW ; 13,5 mW ; 386 mW. 3.11

24 mA ; 11,3 V ; 272 mW ; 16,8 mW ; 289 mW. 3.13 0 mA ; 12 V. 3.15 9,65 mA. 3.17 12 mA. 3.19 Coupée. 3.21 La diode est en court-circuit ou la résistance est coupée. 3.23 Une lecture $< 2 \text{ V}$ de la diode en inverse indique une diode qui fuit. 3.25 La cathode, vers cette bande. 3.27 1N914 : résistance directe = 100 Ω , résistance inverse = 800 M Ω ; 1N4001 : résistance directe = 1,1 Ω , résistance inverse = 5 M Ω ; 1N1185 : résistance directe = 0,095 Ω , résistance inverse = 21,7 k Ω . 3.29 23 k Ω . 3.31 4,47 μA . 3.33 En fonctionnement normal la source de 15 V alimente la charge. La diode de gauche, polarisée en direct, permet au courant de la source d'aller dans la charge. La diode de droite est polarisée en inverse, elle empêche le courant issu de la source d'aller vers la batterie, et elle bloque le courant provenant de la batterie : son anode est à 12 V, sa cathode est à 15 V. Si la source d'alimentation disparaît, la diode de droite devient conductrice et la batterie alimente la charge. La diode de gauche est polarisée en inverse, elle empêche le courant issu de la batterie d'aller vers la source. 3.35 D_1 coupée. 3.37 R_3 en court-circuit.

Chapitre 4

4.1 70,7 V ; 22,5 V ; 22,5 V. 4.3 70,0 V ; 22,3 V ; 22,3 V. 4.5 20 V_{ac} ; 28,3 V_p . 4.7 21,21 V ; 6,74 V. 4.9 15 V_{ac} ; 21,2 V_p ; 15 V_{ac} . 4.11 11,42 V ; 7,26 V. 4.13 19,81 V ; 12,60 V. 4.15 0,5 V. 4.17 21,2 V ; 752 mV. 4.19 La valeur de l'ondulation double. 4.21 18,85 V ; 334 mV. 4.23 18,85 V. 4.25 17,8 V ; 17,8 V ; non ; la tension de sortie est plus grande. 4.27 a) 2,12 mA ; b) 2,76 mA. 4.29 11,99 V. 4.31 Le condensateur sera détruit. 4.33 0,7 V ; -50 V. 4.35 1,4 V ; -1,4 V. 4.37 2,62 V. 4.39 0,7 V ; -89,7 V. 4.41 3 393,6 V. 4.43 4 746,4 V. 4.45 10,6 V ; -10,6 V. 4.47 Tout d'abord calculer la valeur en volt pour chaque degré de la sinusoïde, puis faire la somme de toutes les valeurs obtenues et diviser par 180 pour obtenir la valeur désirée. 4.49 Approximativement 0 V. Chaque condensateur se charge à une tension égale mais de polarité opposée. 4.51 C_1 coupée. 4.53 C_1 en court-circuit. 4.55 L'enroulement secondaire XFMR est ouvert.

Chapitre 5

5.1 19,1 mA. **5.3** 20,2 mA. **5.5** $I_S = 19,2$ mA ; $I_L = 10$ mA ; $I_Z = 9,2$ mA. **5.7** 43,2 mA. **5.9** $V_L = 12$ V ; $I_Z = 12,2$ mA. **5.11** 15,05 V à 15,16 V. **5.13** Oui ; 167 Ω . **5.15** 783 Ω . **5.17** 0,1 W. **5.19** 14,25 V ; 15,75 V. **5.21** a) 0 V ; b) 18,3 V ; c) 0 V ; d) 0 V. **5.23** Voir si R_S est en court-circuit. **5.25** 5,91 mA. **5.27** 13 mA. **5.29** 15,13 V. **5.31** La tension Zener est de 6,8 V et R_S doit être inférieure à 440 Ω . **5.33** 27,37 mA. **5.35** 7,98 V. **5.37** Défaut 5 : circuit ouvert en A ; défaut 6 : circuit ouvert au niveau de R_L ; défaut 7 : circuit ouvert en E ; défaut 8 : la diode Zener est en court-circuit. **5.39** L'alimentation a échoué (0 V). **5.41** R_L est en court-circuit.

Chapitre 6

6.1 0,05 mA. **6.3** 4,5 mA. **6.5** 19,8 μ A. **6.7** 20,8 μ A. **6.9** 350 mW. **6.11** Idéal : 12,3 V, 27,9 mW ; deuxième approximation : 12,7 V, 24,8 mW. **6.13** de -55 à +150 °C. **6.15** Il sera probablement détruit. **6.17** 30. **6.19** 6,06 mA, 20 V. **6.21** La partie gauche de la droite de charge se déplace vers le bas tandis que la partie droite ne bouge pas. **6.23** 10,64 mA ; 5 V. **6.25** La partie gauche de la droite de charge diminue de moitié tandis que la partie droite ne bouge pas. **6.27** Min. = 10,79 V ; max. = 19,23 V. **6.29** 4,55 V. **6.31** Min. = 3,95 V ; max. = 5,38 V. **6.33** a) pas en saturation, b) pas en saturation, c) en saturation, d) pas en saturation. **6.35** a) augmente, b) augmente, c) augmente, d) diminue, e) augmente, f) diminue. **6.37** 165,67. **6.39** 463 k Ω . **6.41** 3,96 mA. **6.43** Il n'y a pas d'alimentation du collecteur. **6.45** R_B est en court-circuit. **6.47** R_B est ouvert.

Chapitre 7

7.1 10 V ; 1,8 V. **7.3** 5 V. **7.5** 4,36 V. **7.7** 13 mA ; 5 V. **7.9** R_C pourrait être en court-circuit ; la jonction émetteur collecteur du transistor pourrait être en circuit ouvert ; R_B pourrait être coupée ; le circuit de base pourrait être ouvert ; le circuit émetteur pourrait être ouvert. **7.11** La jonction émetteur-collecteur du transistor est en court-circuit ; la valeur de R_B est très faible ; la valeur de V_{BB} est trop forte. **7.13** La résistance d'émetteur est ouverte. **7.15** 3,81 V ; 11,28 V. **7.17** 1,63 V ; 5,21 V. **7.19** 4,12 V ; 6,14 V. **7.21** 3,81 mA ; 7,47 V. **7.23** 31,96 μ A ; 3,58 V. **7.25** 27,08 μ A ; 37,36 μ A. **7.27** 1,13 mA ; 6,69 V. **7.29** 6,13 V ; 7,18 V. **7.31** a) diminue, b) augmente, c) diminue, d) augmente, e) augmente, f) ne change pas. **7.33** a) 0 V ; b) 7,26 V ; c) 0 V ; d) 9,4 V ; e) 0 V. **7.35** -4,94 V. **7.37** -6,04 V ; -1,1 V. **7.39** Le transistor sera détruit. **7.41** La mise en court-circuit de R_1 augmente la puissance nécessaire en sortie

de l'alimentation. **7.43** 9,0 V ; 8,97 V ; 8,43 V. **7.45** 8,8 V. **7.47** 27,5 mA. **7.49** R_1 est en court-circuit. **7.51** Défaut 3 : R_1 est en court-circuit ; défaut 4 : les transistors de sortie sont en court-circuit. **7.53** Défaut 7 : R_E est coupée ; défaut 8 : R_2 est en court-circuit. **7.55** Défaut 11 : l'alimentation ne fonctionne pas ; défaut 12 : la diode émetteur-base du transistor est en circuit ouvert. **7.57** R_1 est en court-circuit. **7.59** il n'y a pas de V_{CC} .

Chapitre 8

8.1 3,39 Hz. **8.3** 1,59 Hz. **8.5** 4,0 Hz. **8.7** 18,8 Hz. **8.9** 0,426 mA. **8.11** 150. **8.13** 40 μ A. **8.15** 11,7 Ω . **8.17** 2,34 k Ω . **8.19** Base : 207 Ω , collecteur : 1,02 k Ω . **8.21** Min $h_{fe} = 50$; max $h_{fe} = 200$; courant 1 mA ; température 25 °C. **8.23** 234 mV. **8.25** 212 mV. **8.27** 39,6 mV. **8.29** 269 mV. **8.31** 10. **8.33** Pas de changement (DC), décroît (AC). **8.35** Chute de tension à travers la résistance due au courant de fuite du condensateur. **8.37** 2700 μ F. **8.39** 72,6 mV. **8.41** Défaut 7 : C_3 est coupée ; défaut 8 la résistance collecteur est coupée ; défaut 9 : pas V_{CC} ; défaut 10 : open B-E diode ; défaut 11 : le transistor est en court-circuit ; défaut 12 : R_C ou C_1 est coupée. **8.43** C_1 est coupée. **8.45** Le transistor est monté à l'envers.

Chapitre 9

9.1 0,625 mV ; 21,6 mV ; 2,53 V. **9.3** 3,71 V. **9.5** 12,5 k Ω . **9.7** 0,956 V. **9.9** 0,955 à 0,956 V. **9.11** $z_{in(base)} = 1,51$ k Ω ; $z_{in(étage)} = 63,8$ Ω . **9.13** $A_v = 0,992$; $v_{out} = 0,555$ V. **9.15** 0,342 Ω . **9.17** 3,27 V. **9.19** A_v tombe à 31,9. **9.21** 9,34 mV. **9.23** 0,508 V. **9.25** $v_{out} = 6,8$ V ; $I_Z = 16,1$ mA. **9.27** En haut = 12,3 V ; en bas = 24,6 V. **9.29** 64,4. **9.31** 56 mV. **9.33** 1,69 W. **9.35** Les deux sont à 5 mV ; signaux de polarité opposé (déphasés de 180°). **9.37** $v_{out} = 12,4$ V. **9.39** 1,41 W. **9.41** 337 mVpp. **9.43** Défaut 1 : C_4 est ouvert ; défaut 2 : ouvert entre F et G ; défaut 3 : C_1 est ouvert. **9.45** C_3 est en court-circuit. **9.47** Q_1 est en court-circuit entre B et E. **9.49** R_2 est en court-circuit.

Chapitre 10

10.1 680 Ω ; 16,67 mA. **10.3** 10,62 V. **10.5** 10,62 V. **10.7** 50 Ω ; 277 mA. **10.9** 100 Ω . **10.11** 500. **10.13** 15,84 mA. **10.15** 2,2 %. **10.17** 237 mA. **10.19** 3,3 %. **10.21** 1,1 A. **10.23** 34 V_{pp}. **10.25** 7,03 W. **10.27** 31,5 %. **10.29** 1,13 W. **10.31** 9,36. **10.33** 1 679. **10.35** 10,73 MHz. **10.37** 15,92 MHz. **10.39** 31,25 mW. **10.41** 15 mW. **10.43** 85,84 kHz. **10.45** 250 mW. **10.47** 72,3 W. **10.49** Du point de vue électrique on peut le toucher sans danger, mais il risque d'être très chaud et de provoquer une brûlure. **10.51** Non, le collecteur aurait

une charge inductive. **10.53** C_2 est en court-circuit. **10.55** V_{CC} est à 20 V. **10.57** R_G est en court-circuit.

Chapitre 11

11.1 15 G Ω . **11.3** 20 mA ; -4 V ; 200 Ω . **11.5** 500 Ω ; 1,1 k Ω . **11.7** -2 V ; 2,5 mA. **11.9** 1,5 mA ; 0,849 V. **11.11** 0,198 V. **11.13** 20,45 V. **11.15** 14,58 V. **11.17** 7,43 V ; 1,01 mA. **11.19** -1,5 V ; 11,2 V. **11.21** -2,5 V ; 0,55 mA. **11.23** -1,5 V ; 1,5 mA. **11.25** -5 V ; 3 200 μ s. **11.27** 3 mA ; 3 000 μ s. **11.29** 7,09 mV. **11.31** 3,06 mV. **11.33** 24,55 mV_{pp} ; 0 mV_{pp} ; ∞ . **11.35** 8 mA ; 18 mA. **11.37** 8,4 V ; 16,2 mV. **11.39** 2,94 mA 0,59 V ; 16 mA ; 30 V. **11.41** R_1 est coupée. **11.43** R_D est coupée. **11.45** La jonction Grille-Source est en circuit ouvert. **11.47** C_2 est coupée. **11.49** R_2 est en court-circuit. **11.51** C_3 est en court-circuit. **11.53** Q_1 est en court-circuit entre D-S.

Chapitre 12

12.1 2,25 mA ; 1 mA ; 250 μ A. **12.3** 3 mA ; 333 μ A. **12.5** 381 Ω ; 1,52 ; 152 mV. **12.7** 1 M Ω . **12.9** a) 0,05 V ; b) 0,1 V ; c) 0,2 V ; d) 0,4 V. **12.11** 0,23 V. **12.13** 0,57 V. **12.15** 19,5 mA ; 10 A. **12.17** 12 V ; 0,43 V. **12.19** Un signal carré de + 12 V et 0,43 V. **12.21** 12 V ; 0,012 V. **12.23** 1,2 mA. **12.25** 1,51 A. **12.27** 30,5 W. **12.29** 0 A ; 0,6 A. **12.31** 20 s ; 2,83 A. **12.33** 14,7 V. **12.35** $5,48 \times 10^{-3}$ A/V², 26 mA. **12.37** 104×10^{-3} A/V², 84,4 mA. **12.39** 1,89 W. **12.41** 14,4 μ W, 600 μ W. **12.43** 0,29 Ω . **12.45** C_1 est coupée. **12.47** Q_1 a échoué. **12.49** R_1 est en court-circuit.

Chapitre 13

13.1 4,7 V. **13.3** 0,1 ms ; 10 kHz. **13.5** 12 V ; 0,6 ms. **13.7** 7,3 V. **13.9** 34,5 V ; 1,17 V. **13.11** 11,9 ms ; 611 Ω . **13.13** +10° ; +83,7°. **13.15** 10,8 V. **13.17** 12,8 V. **13.19** 22,5 V. **13.21** 30,5 V. **13.23** 10 V. **13.25** 10 V. **13.27** 980 Hz ; 50 kHz. **13.29** Défaut 1 : DE coupé ; défaut 2 : pas de tension d'alimentation ; défaut 3 : transformateur ; défaut 4 : fusible grillé. **13.31** Fusible ouvert. **13.33** Secondaire du transformateur ouvert. **13.35** V_s est à 0 V.

Chapitre 14

14.1 196 ; 316. **14.3** 19,9 ; 9,98 ; 4 ; 2. **14.5** -3,98 ; -6,99 ; -10 ; -13. **14.7** -3,98 ; -13,98 ; -23,98. **14.9** 46 dB ; 40 dB. **14.11** 31,6 ; 398. **14.13** 50,1. **14.15** 41 dB ; 23 dB ; 18 dB. **14.17** 100 mW. **14.19** 14 dBm ; 19,7 dBm ; 36,9 dBm. **14.21** 2. **14.23**

Voir figure 1. **14.25** Voir figure 2. **14.27** Voir figure 3. **14.29** Voir figure 4. **14.31** 1,4 MHz. **14.33** 119 Hz. **14.35** 284 Hz. **14.37** 5 pF ; 25 pF ; 15 pF. **14.39** gâchette : 30,3 MHz ; drain : 8,61 MHz. **14.41** 40 dB. **14.43** 0,44 μ s. **14.45** R_G a changé à 500 Ω . **14.47** C_{in} est à 0,1 μ F au lieu de 1 μ F. **14.49** V_{CC} est à 15 V et non 10 V.



Figure 1

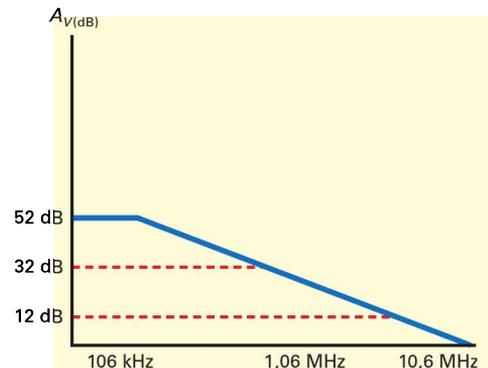


Figure 2

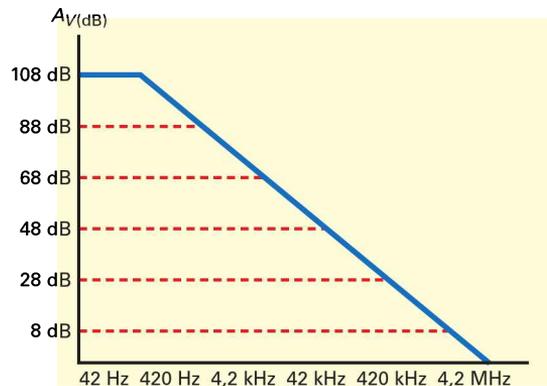


Figure 3

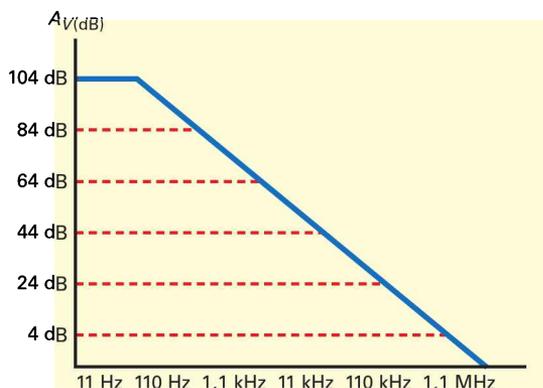


Figure 4

Chapitre 15

15.1 55,6 μA ; 27,8 μA ; 10 V. 15.3 60 μA , 30 μA , 6 V (droite), 12 V (gauche). 15.5 518 mV; 125 k Ω . 15.7 -207 mV; 125 k Ω . 15.9 4 V; 1,75 V. 15.11 286 mV; 2,5 mV. 15.13 45,4 dB. 15.15 237 mV. 15.17 Une connexion avec la masse pour les deux bases. 15.19 C. 15.21 0 V. 15.23 2 M Ω . 15.25 10,7 Ω ; 187. 15.27 Q_1 ouvert entre C et E. 15.29 V_{CC} est à 25 V et non 15 V. 15.31 Q_2 ouvert entre C et E.

Chapitre 16

16.1 170 μV . 16.3 19 900; 2 000; 200. 16.5 1,59 MHz. 16.7 10,2 MHz, 250 mV_{pp}, 49 mV_{pp}; voir figure 5. 16.9 40 mV. 16.11 42 mV. 16.13 50 mV_{pp}; 1 MHz. 16.15 de 1 à 51; de 392 kHz à 20 MHz. 16.17 188 mV/ μs ; 376 mV/ μs . 16.19 38 dB; 21 V; 1 000. 16.21 214; 82; 177. 16.23 41; 1. 16.25 1; 1 MHz; 1; 500 kHz. 16.27 V_a à la saturation positive ou négative. 16.29 2,55 V_{pp}. 16.31 R_f es à 9 k Ω et non 18 k Ω . 16.33 R_1 es à 4,7 k Ω et non 470 Ω . 16.35 Ampli op a échoué.

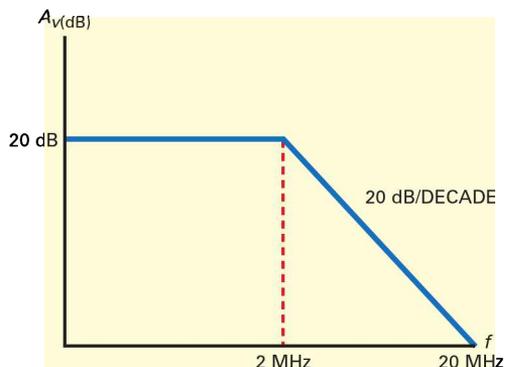


Figure 5

Chapitre 17

17.1 0,038; 26,32; 0,10 %; 26,29. 17.3 0,065; 15,47. 17.5 470 M Ω . 17.7 0,0038 %. 17.9 -0,660 V. 17.11 185 mA_{eff}; 34,2 mW. 17.13 106 mA_{eff}; 11,2 mW. 17.15 834 mA_{eff}; 174 mW. 17.17 2 kHz. 17.19 15 MHz. 17.21 100 kHz; 796 mV_p. 17.23 1 V. 17.25 510 mV; 30 mV; 15 mV. 17.27 110 mV; 14 mV; 11 mV. 17.29 200 mV. 17.31 2 k Ω . 17.33 de 0,1 V à 1 V. 17.35 Défaut 1 : coupure entre C et D; défaut 2 : R_2 court-circuitée; défaut 3 : R_4 court-circuitée. 17.37 Défaut 7 : coupure entre A et B; défaut 8 : R_3 court-circuitée; défaut 9 : R_4 coupée. 17.39 R_2 est à 500 Ω et non 1 k Ω . 17.41 R_2 est à 10 k Ω et non 1 k Ω .

Chapitre 18

18.1 2; 10. 18.3 - 18; 712 Hz; 38,2 kHz. 18.5 42; 71,4 kHz; 79,6 Hz. 18.7 510 mV. 18.9 4,4 mV; 72,4 mV. 18.11 0; - 10. 18.13 15; -15. 18.15 -20; $\pm 0,004$. 18.17 Non. 18.19 -200 mV; 10 000. 18.21 1 V. 18.23 19,3 mV. 18.25 -3,125 V. 18.27 -3,98 V. 18.29 24,5; 2,5 A. 18.31 0,5 mA; 28 k Ω . 18.33 0,3 mVa; 40 k Ω . 18.35 0,02; 10. 18.37 -0,018; -0,99. 18.39 11; f_1 : 4,68 Hz; f_2 : 4,82 Hz; f_3 : 32,2 Hz. 18.41 102; 98. 18.43 1 mA. 18.45 Défaut 4 : coupure entre K et B; défaut 5 : coupure entre C et D; défaut 6 : coupure entre J et A. 18.47 R_f est à 10 k Ω et non 1 k Ω . 18.49 R_f est ouvert. 18.51 La boucle de retour est ouverte en U_2 .

Chapitre 19

19.1 7,36 kHz; 1,86 kHz; 0,25; large bande. 19.3 a) bande étroite; b) bande étroite; c) bande étroite; d) bande étroite. 19.5 200 dB / décade; 60 dB / octave. 19.7 503 Hz; 9,5. 19.9 39,3 Hz. 19.11 -21,4; 10,3 kHz. 19.13 3; 36,2 kHz. 19.15 15 kHz; 0,707; 15 kHz. 19.17 21,9 kHz; 0,707; 21,9 kHz. 19.19 19,5 kHz; 12,89 kHz; 21,74 kHz; 0,8. 19.21 19,6 kHz; 1,23; 18,5 kHz; 18,5 kHz; 14,8 kHz. 19.23 -1,04; 8,39; 16,2 kHz. 19.25 1,5; 1; 15,8 Hz; 15,8 Hz. 19.27 127°. 19.29 24,1 kHz; 50; 482 Hz (maximale et minimale). 19.31 48,75 kHz; 51,25 kHz. 19.33 60 dB; 120 dB; 200 dB. 19.35 148 pF; 9,47 nF. 19.37 U_1 a échoué. 19.39 C_3 est ouvert.

Chapitre 20

20.1 100 μV . 20.3 $\pm 7,5$ V. 20.5 Zéro; entre 0,7 V et -9 V. 20.7 -4 V; 31,8 Hz. 20.9 41 %. 20.11 1,5 V. 20.13 0,292 V; -0,292 V; 0,584 V. 20.15 Sortie au niveau bas quand l'entrée

est comprise entre 3,5 V et 4,75 V. **20.17** 5 mA. **20.19** 1 V ; 0,1 V ; 10 mV ; 1,0 mV. **20.21** Signal triangulaire d'amplitude crête-à-crête 782 mV. **20.23** 0,5 ; 0. **20.25** 923 Hz. **20.27** 196 Hz. **20.29** 135 mV_{pp}. **20.31** 106 mV. **20.33** -106 mV. **20.35** 0 V à 200 mV_p. **20.37** 20 000 impulsions. **20.39** Rendre la résistance 3,3 k Ω variable pour être ajustée à la valeur désirée. **20.41** 1,1 Hz ; 0,001 V. **20.43** 0,529 V. **20.45** Utiliser différents condensateurs de 0,05 μ F et 5 μ F, plus un inverseur. **20.47** Augmenter R_1 à 3,3 k Ω . **20.49** Utiliser un comparateur avec hystérésis et une résistance photo-sensible dans un diviseur de tension à l'entrée. **20.51** 228 780 miles. **20.53** Défaut 3 : oscillateur à relaxation ; défaut 4 : détecteur de crête ; défaut 5 : régénérateur de niveau positif. **20.55** Défaut 8 : détecteur de crête ; défaut 9 : intégrateur ; défaut 10 : comparateur. **20.57** D_1 en court-circuit. **20.59** U_1 a échoué.

Chapitre 21

21.19 V_{rms} . **21.3 a)** 33,2 Hz ; 398 Hz ; *b)* 332 Hz ; 3,98 kHz ; *c)* 3,32 kHz ; 39,8 kHz ; *d)* 33,2 kHz ; 398 kHz. **21.5** 3,98 MHz. **21.7** 398 Hz. **21.9** 1,67 MHz ; 0,10 ; 10. **21.11** 1,18 MHz. **21.13** 7,34 MHz. **21.15** 0,030 ; 33. **21.17** La fréquence augmente de 1 %. **21.19** 517 μ s. **21.21** 46,8 kHz. **21.23** 100 μ s ; 5,61 μ s ; 3,71 μ s ; 8,66 μ s ; 0,037 s ; 0,0866.

21.25 10,6 V/ms ; 6,67 V ; 0,629 ms. **21.27** La forme est triangulaire, 10 kHz, 5 V_p. **21.29 a)** diminue ; *b)* augmente ; *c)* identique ; *d)* identique ; *e)* identique. **21.31** Le flou est probablement des oscillations. Pour corriger cela, assurez-vous que les fils sont courts et ne sont pas proches les uns des autres. En outre, un cordon de ferrite dans le trajet de retour peut les amortir. **21.33** 4,46 μ H. **21.35** Pic de valeur pour R_1 . Si $R_1 = 10$ kW, $R_2 = 5$ k Ω et $C = 72$ nF **21.37** V_{CC} a échoué **21.39** R_2 est en court-circuit. **21.41** Onde sinusoïdale. **21.43** $RV_7 = 1,8$ k Ω . **21.45** Sortie de la broche 11 vers Q3.

Chapitre 22

22.1 3,45 %. **22.3** 2,5 %. **22.5** 18,75 V ; 484 mA ; 187,5 mA ; 96,5 mA. **22.7** 18,46 V ; 798 mA ; 369 mA ; 429 mA. **22.9** 84,5 %. **22.11** 30,9 mA. **22.13** 50 Ω ; 233 mA. **22.15** 421 μ V. **24.17** 83,3 % ; 60 %. **22.19** 3,84 A. **22.21** 6 V. **22.23** 14,1 V. **22.25** 3,22 k Ω . **22.27** 11,9 V. **22.29** 0,1 Ω . **22.31** 2,4 Ω . **22.33** 22,6 kHz. **22.35** Défaut 1 : convertisseur triangulaire rectangulaire. **22.37** Défaut 3 : Q_1 . **22.39** Défaut 5 : oscillateur à relaxation. **22.41** Défaut 7 : convertisseur triangulaire rectangulaire. **22.43** Défaut 9 : convertisseur triangulaire rectangulaire. **22.45** R_1 est ouvert. **22.47** D_1 est en court-circuit.

Index

Symbols

β -dépendant, 214
 β -indépendant, 235

A

abaisseur, 86
accord silencieux, 733
afficheur
 7-segments, 162
 anode commune, 162
 cathode commune, 162
 sept segments, 162
ajustement au laser, 749
alimentation, 97, 950
 sans coupure (UPS), 483
amorçage, 512
amplificateur, 215
 à liaisons AC, 728
 à transconductance, 698
 à transrésistance, 698
audio, 359
base commune (BC), 293, 341
collecteur commun (CC), 293,
 324
configuration, 344
continu, 558
d'instrumentation, 745
de classe D, 875
de courant, 712, 755
de distribution audio, 731
de puissance, 360
différentiel, 612, 739
émetteur commun (EC), 293
étude d'~, 290
inverseur, 582, 666, 764
multi-étages, 318
non inverseur, 673, 730, 765
op BIFET, 655
opérationnel (ampli op), 116,
 611
op pôle à pôle, 756
PDT, 280, 292
PEDS, 281, 293
petit signal, 283
polarisé par la base, 274, 291
polarisé par l'émetteur, 279
radiofréquence (RF), 359
RF accordable, 359
SICI, 712

SICV, 710
sommateur, 678, 750
source commune (SC), 427
stabilisé, 303, 305
SVCI, 708
SVCV, 700
angle
 d'allumage, 528
 de conduction, 528
anode, 54
approximation, 4
 deuxième, 5
 première, 4
 troisième, 5, 61
architecture, 981
 survolteur-dévolteur, 985
atome, 28
 accepteur, 33
 pentavalent, 33
atténuation, 780
autopolarisation, 258, 415

B

B, le taux de réaction, 700
bande
 atténuée, 776
 d'énergie, 41
 de conduction, 42
 de valence, 42
 étroite, 359
 interdite, 45
 large, 359
 médiane, 557
 passante, 776
 passante boucle ouverte, 668
 passante (BP), 387
 passante de puissance, 663
bande passante, 714
barrière de potentiel, 36, 115
barrière de Schottky, 166
bascule de Schmitt, 852
base, 182
bêta AC, 284
bêta statique, 186
biquads, 828
blocage, 72
bobine de réaction, 905
Bode, 572

boîtier
 DIP, 206
 SM, 73
 SOIC, 206
 SOT, 73
bootstrapping, 674
borne unique, 613
boucle
 à verrouillage de phase, 932
 d'entrée, 187
 de sortie, 187
brochage, 750
bruit, 438, 850
 thermique, 851

C

câble en fibre optique, 164
CAG, 761
 audio, 762
 vidéo, 763
canal, 407
capacité, 2
 des armatures, 909
 interne, 556
 parasite du câblage, 556
 prépondérante, 557
 variable en tension, 167
capteur, 743
caractéristique
 de Bessel, 785
 de Butterworth, 782
 de Chebyshev, 783
 de Chebyshev inverse, 784
 de transfert, 410, 846
 elliptique, 784
cas idéal, 4
cascade, 318
cathode, 54
changeur de signe, 736
charge
 active, 642
 flottante, 758
 résistive active, 474
 stockée, 165
circuit
 à deux états, 218
 d'annulation, 659
 d'avance, 892
 d'avance-retard, 892

- de commutation, 193
 - de régénération DC, 118
 - de retard, 577, 892
 - discret, 281
 - équivalent en alternatif (AC), 291
 - équivalent en continu (DC), 291
 - intégré, 110, 281
 - intégré (CI), 637
 - intégré hybride, 640
 - intégré monolithique, 640
 - inverseur / non inverseur, 734
 - linéaire à ampli op, 727
 - non linéaire, 837
 - référence de tension, 733
 - régénérateur positif actif, 872
 - β -dépendant, 214
 - circuit ouvert, 32
 - clamper, 118
 - classe AB, 377
 - CMOS, 477
 - CMRR, 635, 739
 - coefficient
 - de remplissage, 388
 - de température, 139
 - Q, 778
 - collecteur, 182
 - commande de garde, 748
 - commutateur, 215
 - de charge haut potentiel, 487
 - commutation, 473
 - à charge active, 474
 - analogique, 433
 - comparateur, 838
 - à collecteur ouvert, 847
 - à fenêtre, 856
 - quadruple, 848
 - compliance de sortie AC, 363
 - composant
 - linéaire, 54
 - non linéaire, 54
 - composant à commande en tension, 407
 - condensateur
 - accélérateur, 854
 - de compensation, 658
 - de découplage, 279
 - de dérivation, 279
 - de liaison, 274
 - de réaction, 582
 - électrolytique, 101
 - polarisé, 101
 - conduction inverse (queue), 165
 - contre-réaction, 257, 698, 716
 - d'émetteur en alternatif, 303
 - contrôle automatique de gain (CAG), 441, 761
 - convertisseur
 - à échelle R/2R, 753
 - continu-alternatif, 483
 - continu-continu, 483
 - continu-continu (DC-DC), 978
 - courant-tension, 699
 - de signal numérique en signal analogique (CNA), 752
 - tension-courant, 699
 - tension-fréquence, 922
 - couplage direct, 333
 - courant
 - d'alimentation, 367
 - de blocage, 193
 - de court-circuit, 15
 - de fuite superficiel, 39
 - de maintien, 514
 - de Norton, 15
 - de polarisation d'entrée, 627
 - de queue, 615
 - de saturation, 39
 - de surcharge, 105
 - direct maximal, 55
 - gâchette de déclenchement, 517
 - maximal, 148
 - redressé dans la charge, 82
 - sortie court-circuitée, 660
 - courbe de la transconductance, 411
 - court-circuit, 18
 - AC, 274
 - virtuel, 673
 - cristal, 30
 - de quartz, 907
 - cuiivre, 28
- D**
- Darlington
 - complémentaire, 338
 - montage, 335
 - paire, 335
 - transistor, 335
 - Data book, 66
 - data sheet, 66
 - décade, 572
 - décibel, 561
 - décrochage par courant faible, 513
 - défauts, 19
 - définition, 2, 4
 - DEL, 154
 - démodulateur FM, 934
 - dépanner, 18
 - déphasage linéaire, 785
 - déphaseur, 738
 - multiple, 980
 - détecteur
 - crête à crête, 120
 - de crête, 120
 - de crête actif, 869
 - de passage par zéro, 838
 - de phase, 932
 - de température à résistance (RDT), 743
 - deuxième approximation, 5
 - diac, 532
 - diagramme de Bode, 572, 573
 - différentiateur, 872
 - diode, 35, 53, 54
 - à avalanche, 138
 - à capacité variable, 167
 - à courant constant, 171
 - à jonction, 35
 - à porteurs chauds, 166
 - approximation, 64
 - à quatre couches, 512, 513
 - au silicium, 55
 - clamp, 115, 116
 - collecteur, 182
 - collecteur-base, 182
 - d'accord, 167
 - de compensation, 380, 641
 - de recouvrement, 171
 - de roue libre, 473
 - de substrat parasite, 480
 - électroluminescente (LED), 41, 154
 - émetteur, 182
 - émetteur-base, 182
 - en circuit ouvert, 65
 - en court-circuit, 65
 - idéale, 58
 - inverse, 171
 - laser, 163
 - parasite de substrat, 469
 - PIN, 172
 - régulateur de courant, 171
 - régulatrice de tension, 135
 - résistance DC, 71
 - résistance série, 55
 - résistance statique, 71
 - Schockley, 513
 - Schottky, 164, 166
 - snap off, 171
 - step recovery, 171
 - symbole graphique, 54
 - transpercée, 65
 - tunnel, 172
 - Zener, 134
 - dipôle, 36, 474
 - distorsion, 282
 - de croisement, 376

de slew rate, 715
 harmonique, 705
 non linéaire, 705

diviseur
 à tension constante, 249
 à tension stable, 249

D-MOSFET, 460

dopage, 33

doubleur de tension, 120
 double alternance, 123

drain, 406

driver, 162

droite de charge, 71, 207
 AC, 361
 DC, 360

dual, 16

E

échelle logarithmique, 573

échelon de tension, 661

écrêteur, 114
 constant, 115
 négatif, 115
 polarisé, 116
 positif, 114

effet
 de champ, 406
 Miller, 582
 piézoélectrique, 907
 Zener, 138

efficacité lumineuse, 161

électroluminescence, 155

électron
 de valence, 28, 36
 libre, 28, 31

élévateur de courant, 977

éleveur, 86

emballement thermique, 380

émetteur, 182
 commun, 187
 suiveur, 324

émission de champ, 138

E-MOSFET, 463

énergie thermique, 31

entrée
 différentielle, 613
 inverseuse, 613
 non inverseuse, 613

épicap, 167

étaqe, 255

F

facteur
 d'amortissement, 793
 d'atténuation de la réaction, 700

d'échelle fréquentielle (FEF),
 807

de correction, 236

de réduction, 151, 393

de sécurité, 69

faible saturation, 217

fiche technique, 66, 147

figure de Lissajous, 839

filtre, 82
 à bande étroite, 778, 817
 à condensateur en tête, 98
 à double T, 897
 à large bande, 778, 816
 à réactions multiples (FRM),
 817
 à variables d'état, 829

actif, 775

biquadratique, 828

coupe-bande, 778, 820

de Butterworth, 806

de Cauer, 784

de Chebyshev, 808

FRM, 829

KHN, 829

LC à inductance en tête, 95

passe-bande, 777

passe-bande/passe-bas
 biquadratique du
 deuxième ordre, 828

passe-bas, 776

passe-haut, 776

passe-haut SVCV, 813

passe-tout, 779, 822

passif, 109, 775, 791

pi, 109

réjecteur, 895

Sallen-Key à composants
 identiques, 809

Sallen-Key passe-bas, 800

Sallen-Key supprimeur du
 deuxième ordre, 821

Tow-Thomas, 828

fonctionnement
 en classe A, 358
 en classe B, 358
 en classe C, 358
 grand signal, 360

formule, 2

forte saturation, 216

fréquence
 à mi-puissance, 557
 de coupure, 557
 de résonance, 167, 892
 de résonance parallèle, 910
 de résonance série, 909
 du gain unitaire, 575

fondamentale, 908

fréquence du pôle, 801

FSK (Frequency Shift Keying), 936

G

gain
 de boucle, 701
 différentiel, 740
 en courant, 186
 en courant AC, 284
 en puissance, 365, 562
 en tension, 278, 297, 565
 en tension boucle fermée, 668
 en tension boucle ouverte, 655
 total de l'amplificateur, 319

gamme de puissance, 56

générateur dents de scie, 515

germanium, 29

grille, 406

H

hacheur, 434

harmoniques, 385, 908

hystérésis, 852

I

IGBT, 538

impédance Zener, 151

impureté
 donneuse, 33
 trivalente, 33

indicateur d'état de fusible, 160

intégrateur, 857

intégration, niveaux d'~, 641

intensité lumineuse, 156

interface, 482

interférences électromagnétiques
 (EMI), 970

interrupteur
 au silicium unilatéral, 513
 série, 434
 shunt, 433
 thermique, 971, 975

inverseur
 à gain réglable, 736
 CMOS, 477

ion
 négatif, 29
 positif, 28

J

JFET, 464

jonction
 abrupte, 168
 hyperabrupte, 168
 pn, 35

L

large bande, 359
 laser semi-conducteur, 164
 LED, 154, 990
 commandse, 237
 liaison
 de covalence, 30
 directe, 359
 par condensateur, 358
 par transformateur, 358
 limitation
 du courant, 962
 par retour de courant, 964
 limiteur, 115
 à diodes, 840
 positif actif, 871
 LM78XX, 970
 LM79XX, 972
 logarithmes naturels, 923
 loi, 3, 4
 de Coulomb, 3
 de Kirchhoff, 137
 d'Ohm, 3
 d'Ohm, 135
 LSB (*Least Significant Bit*), 753
 lumière cohérente, 163

M

maquette, 13
 marge de tension, 961
 masquer, 258
 masse
 AC, 279
 en alternatif, 279
 virtuelle, 667
 mélangeur, 679
 Metal-Oxyde-Semiconducteur
 FET (MOSFET), 459
 méthode
 de Norton, 16
 de Thévenin, 16
 mho, 424
 microcoupure, 170
 miroir de courant, 642
 modèle
 d'Ebers-Moll, 289
 en T, 289
 en π , 290
 modulation
 de fréquence, 936
 de fréquence (FM), 934
 d'impulsions en largeur, 926
 d'impulsions en position, 927,
 928
 monotone, 784

montage

Darlington, 335
 vérifications, 240
 MOS
 à structure verticale (VMOS),
 479
 complémentaire (CMOS), 477
 de puissance, 478
 MOSFET, 459
 à appauvrissement, 460
 à déplétion, 460
 à enrichissement
 (E-MOSFET), 463
 moyenne géométrique, 778
 moyennneur, 752
 MSB (*Most Significant Bit*), 753
 multiplexeur analogique, 437
 multiplicateurs, 122
 multivibrateur, 913
 astable, 914
 bistable, 916
 libre, 914
 monostable, 914

N

Norton, méthode, 16
 noyau positif, 28
 numérique, 473

O

octave, 572
 ohmmètre, 65
 ondulation, 96
 réjection de I^2 , 974
 optocoupleur, 163, 243
 optoélectronique, 154
 optoisolateur, 163
 orbite de valence, 28, 30
 ordre
 d'un filtre actif, 782
 d'un filtre passif, 781
 oscillateur, 172, 864
 à cristal de quartz, 906
 à déphasage, 898
 à double T, 897
 à pont de Wien, 891
 à réaction, 891
 à relaxation, 865
 Armstrong, 904
 Clapp, 906
 Colpitts, 898
 commandé en tension, 922,
 932
 Hartley, 905
 LC, 899
 Pierce à cristal, 911

P

paire Darlington, 335
 parallèle (en), 13
 paramètres h, 203
 parasites en radiofréquences, 959
 PGB, 670
 phénomène d'avalanche, 39
 photodiode, 163, 243
 phototransistors, 242
 pic, 170
 plage
 de capture, 934
 de synchronisation, 934
 de verrouillage, 933
 PLL (*Phase-Locked Loop*), 932
 point
 A, 746
 de blocage, 210
 de déclenchement, 840
 de déclenchement supérieur
 (PDS), 853
 de fonctionnement, 213
 de fonctionnement statique, 73
 de repos, 213
 de saturation, 209
 Q, 73, 213, 250
 polarisation
 automatique, 415
 des circuits, 256
 directe, 36
 émetteur à deux sources
 (PEDS), 253
 inverse, 37
 par contre-réaction
 de collecteur, 258
 par contre-réaction de drain,
 498
 par contre-réaction d'émetteur,
 257
 par diviseur de tension (PDT),
 245, 418
 par la base, 207, 240
 par la grille, 412
 par l'émetteur, 234, 240
 par source de courant, 422
 pont
 de soudure, 18
 de Wheatstone, 743
 de Wien, 894
 porteur
 chauds, 166
 de charge, 33
 porteuse, 927
 ppm, 733
 PPM (*Pulse-Position Modulation*),
 927

préamplificateur, 322, 360, 382
 prédistorsion, 803
 première approximation, 4
 pré-régulateur, 140
 principe de dualité, 16
 produit gain-bande (PGB), 670, 715
 protection contre les courts-circuits, 956
 push-pull, 373
 PWM (*Pulse-Width Modulation*), 926

Q

quadrupleur de tension, 121
 quiescent, 73

R

radiateur, 202, 394
 à ailettes, 202
 rampe, 929
 rayonnement incohérent, 163
 réaction, 257
 à deux étages, 322
 négative, 324
 recombinaison, 31
 recouvrement inverse, 171
 redressement double
 alternance, 87
 redresseur
 au silicium commandé (SCR), 516
 double alternance, 89
 en pont, 91
 simple alternance, 82
 simple alternance actif, 869
 région
 de blocage, 193
 de fuite, 134
 linéaire, 193
 ohmique, 409
 règle des 10 %, 283
 régulateur
 à découpage, 97, 979, 980
 à deux transistors, 339, 960
 ajustable, 973
 de tension, 110
 dévolteur, 982
 fixe, 971
 linéaire intégré, 969
 série, 959
 shunt, 952
 survolteur, 984
 survolteur-dévolteur, 985
 Zener, 135, 952
 Zener chargé, 137

régulation, 955
 de charge, 950
 de ligne, 951
 locale, 970
 unique, 970
 réjection de l'ondulation, 974
 relation, 3, 4
 remise à zéro (RAZ), 870
 rendement, 367, 956, 959, 961
 réponse
 du premier ordre, 658
 en fréquence, 556
 réseau correcteur de phase, 827
 résistance
 couplée, 895
 DC, 71
 de collecteur en alternatif, 298
 de contre-réaction, 303
 de détection du courant, 962
 de diffusion de base, 290
 de limitation de courant, 134
 d'émetteur AC, 286
 de Norton, 15
 de rappel, 848
 de sortie, 951
 de source, 5
 de surcharge, 105
 de Thévenin, 11, 951
 interne, 5
 linéaire, 12
 négative, 172
 ohmique, 55
 série, 55
 statique, 71
 thermique, 203
 Zener, 135, 151
 rétroaction, 257

S

saturation, 72, 209
 faible ~, 217
 forte ~, 216
 Schottky
 barrière, 166
 diode, 166
 semi-conducteur, 29
 de type n, 34
 de type p, 34
 extrinsèque, 33, 34
 intrinsèque, 32
 série
 LM78XX, 970
 LM79XX, 972

seuil, 840
 siemens (S), 424
 signal
 de modulation, 926
 mode commun, 634
 modulé en largeur d'impulsion (PWM), 876
 simple alternance, 82
 silicium, 29
 slew rate, 662, 715
 sonde haute impédance, 728
 sortie
 différentielle, 612
 soudure froide, 32
 source, 406
 de courant, 10
 de courant constant, 8
 de courant DC, 8
 de tension, 10
 de tension constante, 7
 de tension idéale, 6
 suiveuse, 428
 source de courant
 commandée en courant (SICI), 698
 commandée en tension (SICV), 698
 de Howland, 760
 source de tension
 commandée en courant (SVCI), 698
 commandée en tension (SVCV), 698
 soustracteur, 750
 stabilisateur Zener, 338
 stabilisation, 305
 substrat, 460
 suiveur de tension, 679
 suiveur Zener, 959
 suppresseur de transitoire, 170
 sur-oscillation, 96
 système électronique, 74

T

tableau des défauts, 241
 tampon, 334
 taux
 de réaction, B, 700
 de réjection de la tension d'alimentation, 684
 de réjection mode commun (CMRR), 635
 température
 ambiante, 30
 de jonction, 43

temporisateur 555, 913
 astable, 913
 monostable, 913
 temps
 de montée, 586
 de recouvrement inverse, 165
 tension
 collecteur, 235
 d'entrée différentielle, 740
 d'erreur, 894
 d'erreur de sortie, 657
 de claquage, 39, 409
 de claquage inverse, 68
 de décalage, 115
 de décalage d'entrée, 629
 de déclenchement, 517
 de décrochement, 969
 de démarrage, 891
 de pincement, 409
 de seuil, 55, 464
 de Thévenin, 11
 doubleur de \sim , 120
 grille de fermeture du canal,
 410
 induite, 982
 inverse de crête, 104
 quadrupleur de \sim , 121
 référence de \sim , 733
 tripleur de \sim , 121
 Zener, 953
 théorème, 11
 de superposition, 291
 de Thévenin, 11

thermistance, 743
 thermocouple, 743
 Thévenin
 méthode, 16
 résistance, 11
 théorème, 11
 thyristor, 511
 TIC, 104
 traceur de courbes, 192
 transconductance, 424
 transducteur
 d'entrée, 743
 de sortie, 744
 transistor
 à effet de champ (TEC), 405
 à jonction, 181
 à jonction bipolaire (BJT), 182
 ballast, 959, 981
 bipolaire, 181
 bipolaire à grille isolée
 (IGBT), 538
 Darlington, 335
 de puissance, 199
 de puissance extérieur, 977
 nnp, 182
 petits signaux, 199
 pnp, 261
 unijonction programmable
 (PUT), 546
 unijonction (UJT), 545
 transition, 776
 triac, 532
 tripleur de tension, 121

troisième approximation, 5, 61
 trou, 31

U

UHF, 439
 UPS, 483

V

valeur
 efficace, 84
 statique d'un signal, 83
 varactor, 167
 varicap, 167
 varistor, 170
 VCO (*Voltage-Controlled
 Oscillator*), 922
 VHF, 439
 VMOS, 479

Z

Zener
 impédance, 151
 résistance, 151
 suiveur, 959
 tension, 953
 zone
 active, 191
 de claquage, 191
 de saturation, 192
 désertée, 36