

MEMENTO
CRESPIN **2**

**PRÉCIS
DE**

RADIO

PAR ROGER CRESPIN



LE RAYONNEMENT
LES IMPÉDANCES
LES RÉSONANCES
LES AMPLIFICATIONS
TUBES ET COURBES
LES DISTORSIONS
LES RÉACTIONS
LES ANTIFADINGS
LES OSCILLATEURS
LES MODULATIONS
LA CONVERSION
LES ALIMENTATIONS
LES ANTENNES
LES FEEDERS

MEMENTO
CRÉSPIN

PRÉCIS
DE RADIO

DU MEME AUTEUR

Mémentos Tungstram :

N^{os} 1, 2, 3, 4 (épuisés).

N^o 5.

Mémentos Crespin :

1 — Précis d'électricité.

3 — Précis de dépannage radio.

4 — Précis de bricolage scientifique.

5 — L'Electronique au travail.

MEMENTO CRESPIN - 2

PRÉCIS DE RADIO

par
ROGER CRESPIN

SECONDE ÉDITION
Revue et augmentée

Publication et Copyright :
ÉDITIONS CRESPIN, 65, ALLÉE BARBUSSE
PAVILLONS-SOUS-BOIS (SEINE)

Distribution :
M. L. F. 4, RUE FELIBIEN, PARIS - 6^e



TABLE DES MATIÈRES

Petit lexique de maths....	8	Symboles de radio.....	12
I. L'énergie rayonnante..... 14			
Champs oscillants.....	14	Fading ou évanouissement..	24
Onde électromagnétique... 16		Modulation d'amplitude....	25
Caractéristiquess des ondes. 17		Emetteurs d'ondes.....	28
Polarisation des ondes.... 19		Ondes amorties, Parasites..	30
Réflexion, réfraction, dif- fraction	20	Modulation de fréquence..	33
Propagation des ondes....	22	Modulation de phase.....	37
		Modulation d'impulsions..	38
II. Les bases de la réception..... 40			
III. Résistances et impédances..... 42			
Les résisteurs.....	43	Bobinages basse fréquence..	55
Les potentiomètres.....	46	Bobinages haute fréquence..	56
Les condensateurs.....	46	Facteur de surtension Q..	57
Pertes des condensateurs..	48	Capacité répartie.....	58
Condensateurs fixes.....	49	Bobines à air.....	58
Condensateurs variables... 51		Bobinages à noyau.....	60
Bobines et transformateurs 54		Le blindage.....	62
Bobinages - secteur.....	54		
IV. La résonance..... 64			
Oscillations mécaniques... 64		Le circuit-parallèle.....	74
Oscillations électriques.... 65		Sélectivité des circuits... 77	
L'amortissement	69	Filtre passe-bande.....	79
Le circuit-série.....	70	Constante de temps.....	81
Courbe de résonance.....	72		
V. Tubes électroniques..... 84			
Electrons en liberté.....	84	Le tube amplificateur.....	97
La charge spatiale.....	86	L'effet Miller.....	99
La diode.....	86	Le tube à écran.....	101
Les cathodes émissives... 88		L'effet dynatron.....	103
La diode au travail.....	89	La pentode.....	105
La triode.....	90	La tétrode à faisceaux... 107	
Facteur d'amplification... 92		Tubes à pente variable... 108	
Résistance interne.....	94	Tubes multiples et spéciaux 110	
Pente ou transconductance. 94		Anatomie des tubes.....	110
Les courbes caractéristiques 96			
VI. L'amplificateur de tension..... 112			
Les types d'amplificateurs.. 112		L'ampli BF à transfo.....	124
L'amplificateur de tension.. 113		Amplis BF à large bande.. 127	
La droite de charge.....	116	Amplis accordés.....	128
Le générateur équivalent.. 118		Amplis à filtre de bande.. 131	
L'ampli BF à résistance.... 120			
VII. Distorsions et réaction..... 133			
Les diverses distorsions... 133		Le découplage.....	143
Les bruits de fond.....	136	Contre-réaction de tension. 146	
La réaction.....	139	Applications de la C.R.... 147	
Les couplages parasites... 141		Contre-réaction d'intensité. 149	
VIII. La détection..... 150			
Principe de la détection... 150		Détection par courbure... 159	
Les détecteurs.....	152	Détection par la grille... 160	
La tension détectée.....	156	Courbes des diodes.....	161
Détection quadratique.... 158		Schémas de détection.....	164
Tension inverse de crête.. 159		Récepteurs simples.....	165

IX. Antifading et indicateur d'accord.....		167	
Principe de l'antifading...	167	Antifading retardé.....	171
Antifading simple.....	168	Antifading amplifié.....	172
— sur plusieurs tubes..	170	Indicateur cathodique.....	173
X. L'amplificateur de puissance.....		176	
Caractéristique dynamique.	176	Push-pull à transfo.....	190
Puissance modulée.....	180	— à lampe déphaseuse.	192
La charge optimum.....	181	Amplification classe AB....	193
Droite de charge. Distorsions	183	— classe B.....	195
Tubes et transfos classe A.	186	— classe C.....	197
Le haut-parleur.....	187	La charge cathodique.....	199
XI. Puissance et décibels.....		202	
XII. L'oscillation.....		204	
L'oscillateur sinusoïdal.....	204	Le magnétron.....	219
Oscillateurs classiques.....	207	L'oscillateur à relaxation...	221
— à quartz.....	211	Oscillateur à néon.....	221
— à lignes.....	213	— à thyatron.....	222
— à cavités.....	214	Multivibrateur.....	224
Klystrons et resonatrons.....	217	Oscillateur blocking.....	225
XIII. La modulation.....		226	
Profondeur de modulation.	226	Microphone à charbon.....	233
Modulation par la plaque..	227	— à ruban.....	234
— par la grille.....	229	— à bobine mobile.....	235
Autres modulations.....	230	— à cristal.....	235
Les microphones.....	231	— à condensateur.....	236
XIV. La conversion de fréquences.....		237	
Principe du superhétérodyne	238	Caractéristiques de conversion	249
Convertisseurs additifs.....	241	La fréquence-image.....	250
— multiplicatifs.....	242	L'ampli à moyenne fréquence	252
La pente de conversion.....	244	La commande unique.....	254
Convertisseurs modernes.....	245		
XV. L'alimentation.....		257	
Chauffage des cathodes.....	257	Filtre à entrée capacitive..	268
LA HAUTE TENSION.....	259	— à résistance-capacité.	271
Les redresseurs.....	260	Tensions de polarisation...	272
Circuits redresseurs.....	262	Alimentation par vibreur..	272
Filtrage du courant.....	265	Régulateurs de tension...	274
Filtre à entrée inductive..	266		
XVI. Antennes et lignes.....		276	
L'antenne et sa ligne.....	276	Ondes stationnaires.....	301
Qu'est-ce qu'une antenne?	278	Variations de l'impédance.	304
Le circuit rayonnant.....	279	Impédances en désaccord..	307
Le dipôle demi-onde.....	280	Transformateur $q u a r t$ d'onde	309
Rayonnement du dipôle..	283	Tronçon compensateur.....	310
Résistance de rayonnement.	284	Mesure des O. stationnaires.	311
Influence de la terre.....	285	COUPLAGE DES ANTENNES.....	312
L'antenne quart d'onde.....	286	Couplage à la ligne.....	310
Oscillations harmoniques..	287	Couplage au poste.....	314
Polarisation. Hauteur effective	288	ANTENNES ÉVOLUÉES.....	316
L'antenne de réception.....	289	L'antenne longue.....	316
L'antenne élaborée.....	292	L'antenne en V.....	317
Les cadres antiparasites.....	296	L'antenne trombone.....	317
LES LIGNES OU FEEDERS.....	297	Réfecteurs et directeurs..	319
Propagation dans une ligne	297	Antennes colinéaires.....	320
Impédance caractéristique	299		
XVII. Modulation de fréquence		322	
Caractéristiques de l'onde FM	322	Limitation anti-parasite ..	335
Caractéristiques de la réception FM	323	Emphase et désemphasis ..	337
L'étage HF d'entrée	325	Le détecteur d'amplitude ..	338
L. convertisseur de fréquence	327	Le discriminateur Foster-Seeley	339
L'amplificateur MF	331	Le détecteur de rapport ..	342
		Le détecteur multiplicatif.	344
		Le syntoniseur ou C.A.F. ..	347

VEUILLEZ D'ABORD LIRE CECI

Merci.

Il y a deux grandes façons d'exposer la radio. La première se garde des formules comme de la peste et prétend tout expliquer avec des comparaisons et le bon sens populaire, mais n'arrive qu'à inculquer des notions vagues, fragmentaires et souvent fausses. La seconde, au contraire, saisit le taureau par les cornes et met tout en équations transcendantes, ce qui fait pâmer d'aise un quarteron d'initiés et bâiller d'ennui le reste des lecteurs.

Comme les ouvrages de cette collection ne sont écrits ni pour les savants ni pour les imbéciles, mais pour des praticiens et des amateurs qui ne sont pas des « matheux », j'ai choisi une méthode hybride. Tant que les images et le raisonnement suffisent pour expliquer à peu près les choses, le calcul est laissé de côté. Mais la radio fourmille de phénomènes qui contredisent le bon sens et qu'il est impossible de comprendre correctement sans une ligne de formule pas bien méchante : il serait puéril de l'escamoter sous prétexte qu'on n'en a pas l'habitude.

Quand le besoin s'en fera sentir, je sortirai donc le calcul élémentaire de son fourreau en expliquant la manœuvre, et vous verrez qu'il n'a rien de mystérieux, même pour les lecteurs qui ne s'en sont jamais servi. Du reste, tout ce qu'il faut savoir pour le comprendre se trouve résumé dans les trois pages suivantes : un enfant de douze ans peut les assimiler en un quart d'heure.

Avant de s'initier à la radio, il est bon d'avoir quelques notions d'électricité. Cet ouvrage est la suite logique du « Précis d'Electricité » (même collection), qui a justement été écrit pour les débutants en radio... et quelques autres.

Enfin, vous trouverez par endroits des développements intéressants pour le lecteur averti, mais que les débutants peuvent parfaitement « sauter » en première lecture. Ce sera facile : ces passages sont imprimés en caractères plus petits et sur une moins grande largeur. Si vous êtes pressé, lisez seulement les grosses lettres. Si vous avez le temps, lisez tout.

L'AUTEUR.

PETIT LEXIQUE DE MATHS

Ci-gît cet Ecossois célèbre
C'e calculateur sans égal
Qui, par les règles de l'algèbre
A mis la France à l'hôpital.

(Épigramme de Law, 1720).

LES LETTRES ET LES SIGNES.

On désigne d'habitude par des lettres les grandeurs dont on s'occupe : L = longueur, H = hauteur, S = surface, t = temps, etc. Par exemple, tout le monde sait que la surface d'un tableau est égale au produit de sa longueur par sa hauteur. Nous pouvons exprimer ceci en écrivant : $S = L \times H$. Bien mieux : si nous convenons que deux lettres qui se suivent se multiplient, nous simplifions encore notre formule de la surface rectangulaire, qui devient $S = LH$ et est valable pour tous les rectangles de l'univers. Il suffit, en effet, dans chaque cas particulier, de remplacer L et H par leurs valeurs mesurées pour calculer la surface à l'aide de la formule ci-dessus.

L'avantage des lettres sur les nombres saute aux yeux : il n'y a qu'un signe pour chaque grandeur, il en est souvent l'initiale, la formule devient une sorte de sténographie de ce qu'il faut faire dans tous les cas.

En électricité, il y a beaucoup de grandeurs différentes : intensité, tension, résistance, flux magnétique, etc., si bien que les lettres de l'alphabet ne suffisent pas pour les symboliser toutes. On a donc mobilisé en outre les lettres de l'alphabet grec, majuscules et minuscules. Mais il arrive souvent qu'on ait à s'occuper en même temps de grandeurs semblables, quoique différentes : par exemple, on trouve dans un même circuit la résistance du circuit de grille ; celle du circuit de plaque et celle du circuit d'écran. Pour les reconnaître dans les formules, on leur attribue le symbole R qui est leur nom de famille, et on y ajoute un *indice*, c'est-à-dire, en plus petit caractère, l'initiale caractéristique du circuit qui devient le prénom : c'est ainsi que Rg symbolisera la résistance de grille, Rp celle de plaque et Re celle d'écran.

Il y a des lettres-tabous : par exemple, π (pi) qui vaut 3,1416 et pas autre chose, de même que e qui vaut 2.7182. Certaines lettres sont réservées à une grandeur unique, c'est le cas de λ (lambda) qui symbolise la longueur d'onde. Mais en général, on est bien obligé d'utiliser les autres pour représenter provisoirement les grandeurs les plus diverses dont le nombre augmente sans cesse : alors, on établit un lexique qu'on joint à la formule, et le tour est joué.

● Tout le monde sait qu'on représente une division en mettant le dividende au-dessus d'une barre horizontale et le diviseur dessous, ou bien on les écrit à la suite en les séparant par une barre inclinée. Par exemple, nous verrons que l'amplification d'un tube, c'est-à-dire son gain G , est égal au produit du coefficient μ (prononcez : mu) par la résistance de charge R_c , divisé par la somme de R_c et de la résistance du tube R_t . Nous écrivons donc :

$$G = \frac{\mu R_c}{R_c + R_t} \text{ ou bien : } G = \mu R_c / (R_c + R_t).$$

Remarquez la parenthèse, elle est là pour indiquer que $R_c + R_t$ sont inséparables et forment un tout qui divise μR_c , et qu'il ne faut pas diviser le produit μR_c par R_c , puis ajouter R_t au quotient ainsi obtenu. Si nous avions voulu exprimer une telle opération, il aurait fallu écrire : $\mu R_c / R_c + R_t$, ce qui se serait simplifié en $\mu + R_t$. Pour vérifier ceci, faites par exemple $\mu = 30$, $R_c = 10.000$ et $R_t = 20.000$, puis effectuez les opérations indiquées par les formules.

● *L'exposant* est un petit chiffre placé en haut et à droite d'un nombre, d'une lettre, ou d'un tout formant bloc et enfermé dans des parenthèses. Si cet exposant est 2, il signifie que le nombre, la lettre-symbole ou la parenthèse tout entière se multiplie une fois par soi-même, c'est-à-dire qu'on l'élève au carré ou à la puissance 2.

$$7^2 = 7 \times 7 = 49$$

$$x^2 = x \times x \text{ (on lit : } x \text{ carré, ou bien } x \text{ deux)}$$

$$(a + b)^2 = (a + b) \times (a + b) \text{ ou } (a + b) (a + b)$$

L'exposant 3 indique qu'il faut multiplier trois fois le signe par lui-même, c'est-à-dire l'élever au cube ou puissance 3 :

$$x^3 = x \times x \times x \text{ (on lit : } x \text{ cube ou bien } x \text{ trois).}$$

Il y a des exposants plus élevés. Par exemple :

$$10^5 = 10 \times 10 \times 10 \times 10 \times 10,$$

c'est-à-dire 100.000 : ici l'exposant indique justement le nombre de zéros qu'il faut écrire après le chiffre 1. Donc, $10^3 = 1.000$, $10^6 = 1.000.000$, et ainsi de suite.

Il y a même des exposants négatifs. Par exemple, que signifie 10^{-1} ? Raisonnons :

$10^3 = 1.000$, $10^2 = 100$, $10^1 = 10$, et 10^0 doit avoir un zéro de moins, il vaut donc dix fois moins que 10, c'est-à-dire 1. Et 10^{-1} vaut encore dix fois moins que 1, c'est donc 0,1 ou 1/10, autrement dit *l'inverse de dix*.

De même, $10^{-3} = 1/1.000$, $10^{-5} = 1/100.000$, etc.

● *La racine* est le contraire de l'exposant. Par exemple, \sqrt{x} , qu'on énonce « racine de x » représente un nombre qui, multiplié par lui-même, reproduit x .

$$\sqrt{4} = 2, \text{ parce que } 2 \times 2 = 4.$$

Quand il n'y a rien dans le signe $\sqrt{\quad}$, il s'agit de la racine carrée que nous venons de définir. Si vous y voyez un chiffre

tel que 3, il s'agit de trouver le nombre qui, élevé à la puissance 3, reproduise le nombre indiqué :

$$\sqrt[3]{64} = 4, \text{ parce que } 4 \times 4 \times 4 = 64.$$

On remplace souvent ce signe $\sqrt{\quad}$ appelé radical par un exposant fractionnaire : $1/2$ pour indiquer la racine carrée, $1/3$ pour la cubique, etc.

$$\sqrt{4} = 4^{1/2} \text{ (quatre puissance un demi) ;}$$

$$\sqrt[3]{64} = 64^{1/3} \text{ (soixante-quatre puissance un tiers).}$$

Et maintenant, que peut bien signifier l'exposant $3/2$? Evidemment, c'est l'exposant 3 multiplié par l'exposant $1/2$.

Donc quand vous verrez une expression comme celle-ci :

$$\text{Intensité} = CV^{3/2}$$

vous saurez qu'il faut d'abord élever à la puissance 3 le nombre représenté par V, puis extraire la racine carrée du résultat, puis multiplier par le nombre représenté par C. Admirez comme la simple notation ci-dessus remplace une longue explication.

● Une notation extrêmement importante quand on étudie les phénomènes variables — et la radio comme la télévision ne sont faites que de cela — c'est la *dérivée*. Cette notion fait déjà partie des « maths spéciales », mais nous n'en exposerons que ce qui est tout juste nécessaire à nos besoins. Vous allez voir que c'est fort simple.

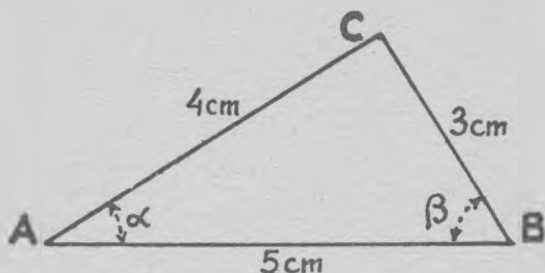
Voici une auto qui change continuellement de vitesse, comment pouvons-nous la mesurer sans tachymètre ? En divisant les kilomètres parcourus par la durée de la course, nous obtenons la vitesse moyenne. En divisant un kilomètre par le temps mis à le parcourir, nous aurons la vitesse moyenne pendant ce kilomètre. Mais la vitesse *instantanée* au passage de la ligne d'arrivée, par exemple ? Il faudrait diviser 1 mètre, ou mieux 1 centimètre, par le temps mis à le parcourir... et nous n'aurions encore qu'une vitesse moyenne pendant le centimètre. Pour avoir la véritable vitesse instantanée à un certain moment, il faut faire le quotient d'une infime longueur — pas même un millionième de millimètre ! — par le temps extrêmement court de son parcours. On représente l'expression « un fragment extrêmement petit de... » par la lettre *d*. Donc, un fragment extrêmement petit de la longueur L s'écrit *dL*, et le fragment correspondant du temps *t* mis à le parcourir s'écrit *dt*, si bien que nous avons :

$$\text{Vitesse instantanée} = \frac{dL}{dt}$$

La fraction ci-dessus s'appelle la *dérivée de la longueur parcourue par rapport au temps*. Vous voyez que ce n'est pas sorcier. Quant aux fragments *dL* et *dt*, tellement petits qu'ils tendent vers zéro, on leur a donné le nom pompeux de « différentielle » pour frapper les esprits simples : *dL* est la différentielle de la longueur parcourue, et *dt* est celle du temps. De même *dI* serait une différentielle d'intensité, et *dI/dt* est par conséquent la dérivée de l'intensité par rapport au temps, c'est-à-dire la vitesse de variation instantanée

de l'intensité (que nous avons déjà rencontrée dans le *Précis d'Electricité* à propos de l'induction).

● Après cette incursion dans le bois sacré du calcul différentiel, faisons une courte entrée dans celui de la trigonométrie — encore un mot bien rébarbatif pour dire « mesure du triangle », tout bonnement.



Le triangle rectangle ci-contre ABC a un angle droit en C et deux angles aigus α et β dont la somme vaut 90° ou un angle droit. On dit que l'angle α est opposé au côté BC qui est en face de lui. De même, β est opposé au côté AC. Quant à l'hypothénuse AB, qui est le côté le plus long, elle est opposée, ou en face de l'angle droit.

Le *sinus* d'un angle est le rapport ou quotient entre le côté qui lui est opposé et l'hypothénuse. Donc, le sinus de l'angle α est égal à BC/AB , soit $3 \text{ cm}/5 \text{ cm}$, c'est-à-dire $0,6$, et on écrit :

$$\sin \alpha = 0,6.$$

De même :

Le *cosinus* d'un angle est le rapport entre le côté du triangle et l'hypothénuse qui le forment. Donc, le cosinus de l'angle α est égal à $AC/AB = 4/5$.

$$\cos \alpha = 0,8$$

De même :

$$\cos \beta = BC/AB = 3/5 = 0,6$$

Remarquez en passant que le cosinus d'un angle aigu d'un triangle rectangle est égal au sinus de l'autre angle aigu, et vice-versa.

La *tangente* d'un angle est le rapport entre le côté de l'angle droit opposé à cet angle et celui qui le borde. Donc, la tangente de l'angle α est égale à BC/AC et on écrit :

$$tg \alpha = 3/4 = 0,75$$

De même :
















































$$tg \beta = 4/3 = 1,333\dots$$

Remarquez encore que, dans un triangle rectangle, la tangente d'un angle aigu est égal à l'inverse de la tangente de l'autre angle aigu :

$$tg \alpha = 1/tg \beta = 1/1,333 = 0,75$$

Et ce sera tout pour le moment, car ces rudiments de mathématiques étaient nécessaires, mais suffisants pour comprendre ce qui suit.

PRINCIPAUX SYMBOLES utilisés en radio-technique

	Antenne		Masse ou Terre		Triode à chauffage direct
	Résistance fixe		Interrupteur		Triode à chauffage indirect
	Résistance variable		Commutateur		Une grille de contrôle et deux grilles statiques
	Bobine à air		Courant continu		Présence de gaz dans un tube (gros point noir)
	Bobine à fer		Courant alternatif		Oscilloscope cathodique
	Transformateur haute fréquence		Potentiomètres		Lampes de cadran
	Transformateur HF à fer pulvérulent		Transistors		Tube à néon
	Transformateur basse fréquence		Inverseur		Détecteur à cristal ou redresseur
	Antenne accordée		Haut-parleur		Fusible
	Pile ou accu		Générateur alternatif (Oscillateur)		Pick-up magnétique
	Condensateur fixe		Voltmètre		Pick-up à cristal
	Condensateur variable		Ampèremètre		Relais
	Condensateur électrolytique		Milli- ampèremètre		Cadre
	Condensateur ajustable		Ohmètre		Jack
	Source alternative		Instrument de mesure		
	Conducteurs superconducteurs sans contact		Connexion blindée		
	Conducteurs ayant un point commun				

PRÉCIS DE RADIO

« Heureux celui qui a pu connaître les causes
secrètes des choses. »

VIRGILE. Géorgiques II-489.

Pour transporter au loin un signal ou de l'énergie, il faut évidemment un véhicule. Le nègre avec son tam-tam utilise les ondes sonores, qui transmettent son message à la vitesse de 360 mètres par seconde. Les Gaulois avec leurs feux sur les hauteurs se servaient des ondes lumineuses, dont le record de vitesse est égalé, mais non battu par les ondes électromagnétiques de la radio moderne.

Entre le nègre, le Gaulois et le radiotélégraphiste, la différence n'est pas aussi grande qu'il paraît : ces trois personnages utilisent au fond le même principe, qui consiste à émettre une onde reçue par le correspondant éloigné. Mais cette onde n'apporterait qu'un bien mince message si elle était invariable. Alors, le nègre émet des roulements syncopés, le Gaulois occulte son feu selon les règles du code et le radio hache son onde en traits et points Morse ou la fait varier au rythme du langage qu'elle est chargée de transmettre. A l'arrivée, l'autre nègre traduit le tam-tam à son chef, l'autre Gaulois transforme les éclats aperçus en bon celtique et l'autre radio transforme les variations de l'onde en variations de courant qui actionnent le téléphone. Rien de nouveau sous le soleil, disait déjà Salomon six cents ans avant notre ère...



I. — L'ÉNERGIE RAYONNANTE

Que sont ces mystérieuses ondes, auxquelles nous devons la radiodiffusion, la télévision, le radar et bien d'autres merveilles ? Quand ils se donnent la peine d'y réfléchir un peu — ce qui est plus rare qu'on ne croit — beaucoup d'auditeurs s'imaginent qu'il s'agit d'une vibration particulière de l'air, une sorte de son qu'on n'entend pas à l'oreille nue, pas plus qu'on ne voit à l'œil les étoiles naines ou les microbes. Or, l'air n'a rien à faire dans la transmission des ondes de la radio, car elles se propagent aussi bien dans le vide interstellaire qui est le plus parfait que nous connaissons, bien qu'il s'y trouve encore une soixantaine d'atomes par litre.

Pour nous faire une idée sommaire de ce que sont ces ondes, voyons ce qui se passe dans une antenne émettrice simple.

Dans notre *Précis d'Electricité* auquel le présent ouvrage fait suite, on a vu (§ 13) qu'une charge électrique provoque dans l'espace environnant un état de tension particulier qui est son *champ électrique*. Ce champ peut faire naître d'autres charges sur les corps qu'on y introduit et peut attirer ou repousser les charges électriques qu'il baigne : il est donc dépositaire d'une certaine quantité d'énergie à l'état immobile ou « potentiel ». De même, on a vu au paragraphe 36 que tout courant électrique s'accompagne aussi d'une zone d'influence qui est son *champ magnétique*, capable d'induire une force électromotrice dans un conducteur voisin : il contient, lui aussi, une certaine quantité d'énergie, mais sous la forme « cinétique », c'est-à-dire de mouvement.

1. — Les champs oscillants.

Imaginons un tronçon de conducteur isolé où se manifeste une force électromotrice alternative qui peut être produite par un générateur placé en son milieu (fig. 1). L'ensemble n'est autre chose qu'un émetteur sommaire dont le conducteur constitue l'antenne. C'est un circuit ouvert et, à première vue, aucun courant ne peut passer. Mais chaque bras du conducteur a une certaine capacité. La force électromotrice alternative cherche à extraire les électrons d'un bras pour les injecter dans l'autre, ce qui produit leur tassement vers un bout et leur raréfaction vers l'autre bout avec inversion à chaque demi-période. Ce mouvement d'électrons tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre n'est autre qu'un courant alternatif, qui est évidemment nul à l'extrémité des bras et maximum au centre du système, à hauteur du générateur.

Ainsi se comportent les électrons libres dans notre conducteur. La compression dans un bras et la dépression

dans l'autre représentent la différence de potentiel instantanée, tandis que la vitesse des électrons représente bien l'intensité du courant.

Pour vous faire une idée concrète du phénomène, considérez une foule emplissant le couloir d'un wagon auquel ou imprime un mouvement de va-et-vient à l'aide d'un dispositif que vous imaginez aisément. Cette foule est lancée, tantôt vers un bout du couloir, tantôt vers l'autre, les gens qui sont aux deux bouts ne remuent pas, mais ils sont alternativement comprimés ou mis à l'aise, tandis que ceux du milieu ne subissent pas de compression, mais doivent courir dans les deux sens. Entre ces deux extrêmes, il y a tous les degrés intermédiaires de compression et de mouvement

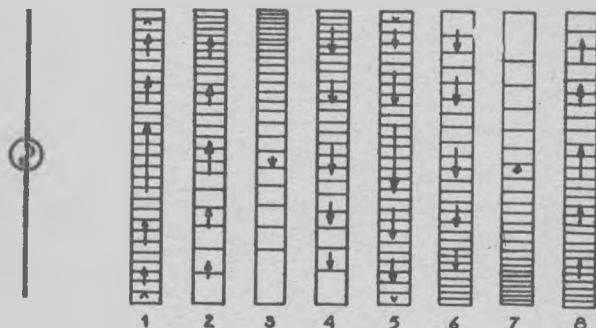


Fig. 1. — Emetteur simple à antenne dipôle.

Dans les diagrammes 1 à 8, la densité des lignes horizontales représente la densité des électrons libres dans le conducteur, et la longueur des flèches indique l'intensité du courant et sa direction au cours d'une période.

simultanés, mais remarquez encore ceci ; la ruée cesse quand le maximum de compression et de dépression est atteint aux extrémités du couloir, tandis que la compression et la dépression s'annulent au moment où les gens du centre courent le plus vite.

Le tassement des électrons libres dans un bras et leur raréfaction dans l'autre sont des charges électriques de signes contraires. Par conséquent, il s'établit entre les deux bras un champ électrique alternatif qui envahit l'espace et dont la figure 2-3 représente, en pointillé fin, les lignes de force au moment d'une pointe de tension. Mais les électrons, tassés comme le montre le diagramme 3 de la figure 1, ne tardent pas à se détendre pour aller se tasser à l'autre bout en formant un courant qui s'inverse périodiquement dans le conducteur. Or, un courant est inséparable d'un champ magnétique dont les lignes de force l'entourent comme un manchon (*) : elles sont représentées par des ellipses en trait fin sur la figure 2-5 au moment d'une pointe d'intensité correspondant au diagramme 5 de la figure 1. On voit que les deux champs ont des directions perpendiculaires. Les lignes de force électrique sont dirigées comme les méridiens

(*) Voir PRÉCIS D'ELECTRICITÉ, § 36.

diens d'un globe terrestre dont l'antenne serait l'axe Nord-Sud, tandis que les lignes magnétiques peuvent être figurées par les parallèles du même globe. Les quatre schémas de la figure 2 ne représentent que les instants où un seul champ existe : champ magnétique correspondant au maximum d'intensité et tension nulle entre les bras, champ électrique correspondant au maximum de tension avec intensité nulle. Mais entre ces instants, les deux champs coexistent. Pendant que l'un grandit, l'autre s'évanouit. Ils sont déphasés de 90° , de même que l'intensité et la tension dans le conducteur, comme le montre le graphique accompagnant la figure 2.

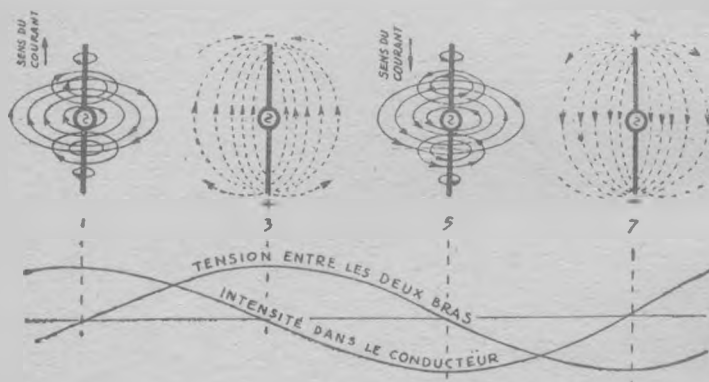


Fig. 2. — Champs électrique et magnétique dans l'antenne (fig. 1) au cours d'une période. Les numéros correspondent à ceux des diagrammes de la fig. 1.

2. — L'onde électromagnétique.

Le champ magnétique produit par un courant n'envahit pas instantanément l'espace environnant. Comme l'ébranlement électrique dont il est issu, sa vitesse est très grande, mais non infinie : 300.000 km par seconde, c'est-à-dire la vitesse de la lumière que rien ne peut dépasser.

A mesure que le courant croît au cours d'une période, le champ magnétique se forme et s'élargit autour du conducteur. Il se rétrécit de même quand le courant décroît : le champ « rentre dans le conducteur », en quelque sorte, et nous savons que c'est pour y faire naître un courant induit qui s'oppose à la décroissance du premier. Mais le champ ne peut revenir au conducteur qu'avec un certain retard, car il doit faire le chemin du retour. Pour peu que la fréquence soit un peu élevée, il arriverait trop tard, car le voyage dure une demi-période et il se trouverait en face d'une croissance de courant au lieu d'une décroissance qui lui permettrait de rentrer au bercail. Il ne pourrait donc venir s'annuler dans le conducteur-antenne, justement en train d'expédier une nouvelle onde électromagnétique. Par conséquent, le champ peut bien se propager dans l'espace à partir de l'antenne, mais son retour est impossible.

Notre onde de champ est donc lancée dans l'espace à la

vitesse de 300.000 kms/seconde, emportant avec elle de l'énergie (à raison de $H^2/8\pi$ ergs par cm^3 , H étant la valeur du champ à l'endroit considéré) et n'ayant plus aucune liaison avec l'antenne qui l'a engendrée. Mais c'est une onde alternative qui doit décroître après avoir atteint son maximum, autrement dit son énergie doit s'annuler.

Or, rien ne se perd ni ne se crée et tout se transforme. Cette énergie magnétique ne peut s'annuler qu'en donnant naissance à une autre forme d'énergie, de même que le balancier d'une pendule ne s'arrête à bout de course qu'après avoir tendu son ressort spiral. Cette nouvelle forme d'énergie est un champ électrique de même fréquence, qui meurt à son tour en enfantant un champ magnétique héritier de son énergie, et le cycle se répète indéfiniment.

Les deux ondes associées, magnétique et électrique, ont donc leur existence propre, elles ne dépendent plus de l'antenne qui peut disparaître; elles se suffisent à elles-mêmes, se cédant leur énergie en se récréant l'une l'autre à la fréquence du départ. Elles se dilatent dans l'espace et, telles les sœurs siamoises, elles ne peuvent être séparées sans mourir. Elles constituent l'onde électromagnétique, c'est-à-dire de l'énergie rayonnante détachée de la matière, qui se propage jusqu'à ce qu'elle soit absorbée — par exemple, en rencontrant des corps plus ou moins conducteurs où la composante magnétique peut s'annuler en induisant un courant qui dissipe l'énergie en chaleur.

Les mathématiciens diront sans doute que l'exposé ci-dessus n'embrasse pas toute la question, que le rayonnement d'énergie ne peut se concevoir qu'en faisant appel à la mécanique ondulatoire, aux quanta, au calcul des probabilités, aux équations de Maxwell, etc. Nous répondrons qu'il vaut mieux avoir une idée sommaire que pas d'idée du tout, et qu'on peut comprendre à peu près le fonctionnement d'un moteur d'auto sans être membre de l'Institut ni même connaître le second principe de la thermodynamique.

3. — Caractéristiques des ondes électromagnétiques.

Les deux principales caractéristiques d'une onde sont sa *fréquence* et son *amplitude*. Nous avons vu que la fréquence reste invariable pendant tout le voyage, mais il est évident que l'amplitude diminue après un long parcours.

La fréquence f (nombre d'oscillations par seconde) détermine la longueur d'onde. Puisque la vitesse de propagation est de 300.000 kms par seconde, il n'y a qu'à diviser cette distance par la fréquence pour connaître la longueur d'onde en mètres, qu'on désigne par la lettre grecque λ (lambda).

$$\lambda = 300.000.000 / f \quad [1]$$

En Europe continentale, on tend de plus en plus à remplacer les expressions « période par seconde » et « cycle par seconde » par le mot *hertz*, du nom du physicien allemand qui réalisa la première liaison électromagnétique. Les multiples du hertz (symbole Hz) sont le kilohertz = 1.000 hertz (KHz) et le mégahertz = 1 million de hertz (MHz). Nous suivrons cette mode dans les pages suivantes.

Les fréquences utilisées en radio, télévision, radar et diverses applications industrielles s'étagent approximativement entre 3 kilohertz (3.000 Hz) et 300.000 mégahertz (300.000.000.000 Hz). Comme le comportement des ondes varie beaucoup avec la fréquence, on les a divisées en groupes qui sont indiqués dans le tableau I, avec les longueurs d'ondes correspondantes :

TABLEAU I
FREQUENCES ET ONDES HERTZIENNES

Classe	Fréquence	Longueur d'onde (mètres)	Appellation
Basses fréquences (B.F.)	0 à 30 KHz	< 10.000	ONDES : myriamétriques
Moyennes fréq. (M.F.)	30 à 300 KHz	10.000 à 1.000	kilométriques
Hautes fréquences (H.F.)	300 à 3.000 KHz	1.000 à 100	hectométriques
—	3 à 30 MHz	100 à 10	décamétriques
Très hautes fréq. (T.H.F.)	30 à 300 MHz	10 à 1	métriques
Ultra fréquences (U.F.)	300 à 3.000 MHz	1 à 0,1	décimétriques
Hyper fréquences.	3.000 à 30.000 MHz	0,1 à 0,01	centimétriques
—	30.000 à 300.000 MHz	0,01 à 0,001	millimétriques

Remarquez en passant l'avantage de la désignation par types d'onde, à la fois descriptive et sans ambiguïté.

Est-ce tout ? Loin de là ! Quand la fréquence de l'oscillateur augmente encore, autrement dit quand la longueur d'onde se raccourcit, nous avons les *ondes calorifiques* qui s'étagent à peu près de 1 à 484 trillions de hertz, soit des longueurs d'onde d'un tiers de millimètre à 0,62 micron*. On les appelle aussi *ondes infra-rouges*. Bien entendu, l'oscillateur doit être à leur taille : c'est tout simplement une molécule chaude, c'est-à-dire qui vibre plus ou moins intensément à fréquence très élevée. Comme ses atomes entraînent avec eux leur cortège d'électrons, cela fait un minuscule courant électrique alternatif. La molécule est à la fois oscillateur et antenne, émettant une onde de chaleur.

Mais augmentons encore la fréquence de l'oscillateur, lequel devient évidemment ultra-microscopique. Ce ne sont plus les molécules, mais les électrons de l'atome qui vibrent maintenant, sautant d'une orbite à l'autre en émettant des ondes électromagnétiques dont la longueur d'onde est comprise entre 0,62 et 0,423 micron, soit des fréquences de 484 à 709 trillions de hertz. Ces ondes ne sont autre chose que la lumière visible, du rouge au violet.

Plus vite, encore plus vite ! Augmentons la fréquence, et la lumière devient invisible : nous sommes dans le rayonnement *ultra-violet*, qui provoque les coups de soleil et transforme chimiquement les substances. Nous atteignons ainsi 20 quadrillions de Hz, la longueur d'onde dégringole à 17/1.000 de micron, et ce n'est pas fini. Plus élevée encore, la fréquence est celle des *rayons X* avec, en moyenne, un

(*) Rappelons qu'un *micron* est un millième de millimètre et qu'un trillion est un million de millions, ou 10^{12} . Un quadrillion vaut 1000 trillions ou 10^{15} , un quintillion vaut 1000 quadrillions ou 10^{18} , et ainsi de suite.

quintillon de Hz et une longueur d'onde d'un quart de millièbre de micron, puis nous finissons par atteindre les *rayons gamma* des corps radioactifs dont l'onde ne mesure même pas un deux cent millionième de millimètre.

Après viennent les *rayons cosmiques* qui nous tombent des étoiles, avec des fréquences invraisemblables... et après, on ne sait pas encore s'il y a quelque chose.

4. — Polarisation des ondes électromagnétiques.

Comme on peut le voir sur la figure 2, le champ électrostatique est dirigé comme l'antenne émettrice. Une antenne verticale donne une onde dont la composante électrique est verticale et dont la composante magnétique est horizontale. Le contraire aurait lieu si l'antenne était horizontale. Les lignes de force sont courbes à proximité immédiate de l'antenne (*fig. 2*), mais leur courbure diminue rapidement au fur et à mesure que les orbites s'élargissent. A partir d'une distance égale à une dizaine de fois la longueur de l'antenne, elles sont pratiquement rectilignes.

Tout point fixe que les ondes peuvent atteindre est semblable à un roc battu par les flots, les vagues successives

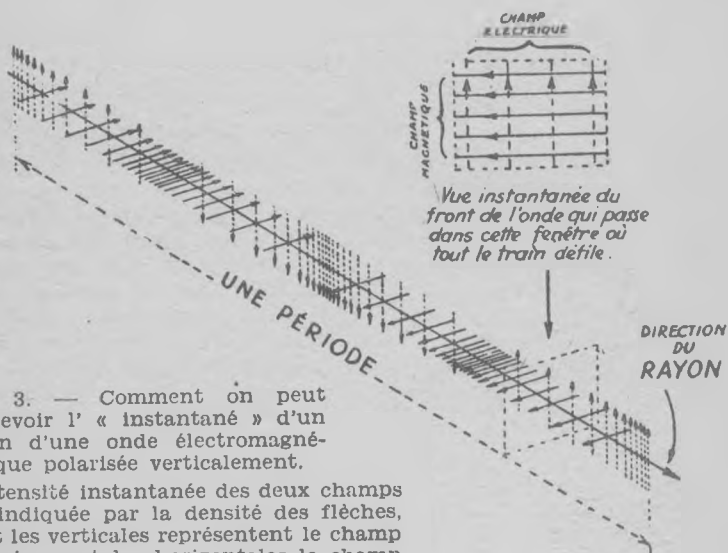


Fig. 3. — Comment on peut concevoir l'« instantané » d'un rayon d'une onde électromagnétique polarisée verticalement.

L'intensité instantanée des deux champs est indiquée par la densité des flèches, dont les verticales représentent le champ électrique, et les horizontales le champ magnétique.

déferlent et le dépassent, mais ce sont des vagues sphériques et non planes et leur vitesse est celle de la lumière. En chaque point arrive donc un rayon issu de l'antenne, perpendiculaire aux orbites décrites par les ondes, et le long duquel défilent à toute vitesse les variations des champs magnétique et électrique, comme le montre la figure 3.

Plaçons sur le chemin parcouru par l'onde une antenne parallèle aux lignes de force du champ électrique. Celui-ci fait naître une différence de potentiel entre ses extrémités,

et l'antenne est parcourue par un faible courant proportionnel à l'intensité du champ qui lui arrive. De même, la composante magnétique du champ induit un courant dans l'antenne ou tout conducteur qu'elle balaie. Tel est le principe de base des communications radioélectriques.

Quand les lignes de force du champ *électrique* sont verticales, on dit que les ondes sont polarisées verticalement. Si l'antenne émettrice est horizontale, la polarisation de ses ondes est horizontale aussi. Aux fréquences utilisées en radiodiffusion, c'est-à-dire jusqu'à environ 20 mégacycles par seconde, les ondes conservent leur polarisation initiale pendant la propagation, mais les ondes plus courtes peuvent arriver à l'antenne réceptrice avec une polarisation différente de celle du départ, à cause des réflexions et réfractions subies en cours de route.

Quand les antennes émettrice et réceptrice ne sont distantes du sol que d'une fraction de longueur d'onde, les ondes à polarisation verticale assurent une meilleure transmission que si elles étaient polarisées horizontalement. Le contraire a lieu quand la distance au sol atteint plusieurs longueurs d'onde, et c'est pourquoi les antennes de télévision sur 819 lignes sont horizontales : la fréquence utilisée est 250 MHz, soit une longueur d'onde d'un mètre et demi seulement.

5. — Réflexion, réfraction et diffraction.

Puisque les ondes hertziennes et la lumière sont identiques, à la longueur d'onde près, nous pouvons nous attendre à une grande similitude dans leur comportement. En effet :

1° Les ondes électromagnétiques sont réfléchies par les surfaces conductrices de dimensions importantes par rapport à leur longueur d'onde. Comme pour la lumière, l'efficacité de la réflexion dépend de la composition du « miroir ». La surface de la mer et de la terre réfléchissent plus ou moins bien les ondes, selon leur longueur, de même que les couches conductrices de la haute atmosphère. Les



Fig. 4. Principe des communications en hyperfréquence par ondes dirigées à l'aide de réflecteurs.

surfaces métalliques régulières sont d'excellents réflecteurs, et même le treillis métallique dont les mailles sont plus petites que la longueur d'onde.

La réflexion est largement mise à profit en ondes ultra-courtes, où l'antenne peut être munie d'un réflecteur dont

les dimensions ne sont pas prohibitives et qui agit comme le miroir des projecteurs. Ce réflecteur concentre les « rayons » émis par l'antenne et les envoie, en un étroit faisceau dans la direction du récepteur, où un réflecteur semblable les reçoit pour les concentrer sur l'antenne réceptrice. Avec de faibles signaux, on peut ainsi obtenir une forte réception à longue distance (fig. 4). C'est le principe des relais de télévision.

2° *Les ondes se réfractent*, c'est-à-dire sont déviées lorsqu'elles traversent des milieux qui modifient leur vitesse, car la vitesse de 300.000 kms/seconde s'entend dans l'atmosphère normale non ionisée. Or, les ondes sont retardées quand elles traversent obliquement l'ébonite, la bakélite ou tout autre diélectrique solide, exactement comme la lumière qui traverse obliquement le verre. Le lecteur qui a

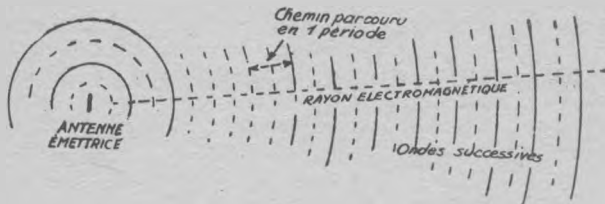


Fig. 5. — Un rayon hertzien, comme un rayon de lumière, est le rayon des sphères successives formées par le train d'ondes.

quelques notions d'optique devine que les « rayons » électromagnétiques (fig. 5) seront concentrés au foyer d'une lentille convergente faite en diélectrique solide à la condition que la longueur d'onde soit très faible par rapport aux dimensions de la lentille.

Pour la même raison, les ondes se réfractent quand elles pénètrent dans les couches de gaz ionisé (*) qui existent entre 50 et 300 kms au-dessus du sol. Si leur longueur d'onde est convenable, elles peuvent être déviées jusqu'à retourner vers la terre. Le phénomène est tout à fait comparable au mirage, qu'on sait être dû à la réfraction des rayons lumineux par les couches d'air surchauffées du désert.

3° *Les ondes se diffractent*, c'est-à-dire qu'elles ne sont pas arrêtées par un obstacle plus petit que la longueur d'onde et qu'elles contournent plus ou moins les arêtes des grands obstacles (fig. 6). C'est pour la même raison qu'un fil de soie très fin ne projette pas d'ombre sur un écran, même avec une source lumineuse ponctuelle.

Il en résulte que les ondes longues enjambent aisément les montagnes et même la rotondité du globe, tandis que les ondes courtes sont arrêtées par les obstacles importants. Les ondes métriques et décimétriques ne peuvent guère se

(*) Un gaz est ionisé quand certains de ses atomes ont perdu des électrons superficiels et sont devenus ainsi des ions positifs. Un tel gaz agit comme un conducteur (voir PRÉCIS D'ELECTRICITÉ du même auteur, § 9).

L'ionisation de la haute atmosphère est due surtout au rayonnement solaire de courte longueur d'onde, rapidement arrêté par la densité croissante de l'air et la vapeur d'eau au voisinage du sol.

propager qu'en ligne droite et en espace libre, mais heureusement les réflexions en cours de route adoucissent un peu cette rigueur, sinon la télévision à 819 lignes ne pourrait exister.

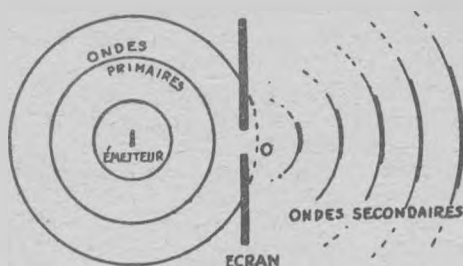


Fig. 6. — L'onde se reforme derrière l'ouverture parce que tout point O de la surface d'une onde agit comme un oscillateur synchrone émettant surtout dans la direction normale à l'onde primaire.

6. — Propagation des ondes hertziennes.

Il y a deux modes principaux de propagation des ondes entre les antennes émettrice et réceptrice : 1° par ondes *directes* ou terrestres, qui vont directement d'une antenne à l'autre en contournant au besoin la rotondité de la terre et les obstacles ; 2° par ondes *réfléchies* ou *réfractées*, qui atteignent d'abord les couches ionisées de la haute atmosphère, d'où elles sont renvoyées vers le sol.

Les ondes qui voyagent le long du globe terrestre s'amortissent d'autant plus vite qu'elles sont plus courtes, car la terre et la mer les absorbent partiellement. Celles dont la fréquence est inférieure à 100 KHz ($\lambda = 3.000$ m) ne sont guère absorbées, elles s'affaiblissent cependant par l'épanouissement des orbites successives, car chaque oscillation emporte avec elle une même quantité d'énergie qui se répartit à la surface de l'onde quasi sphérique correspondante, et s'y dilue d'autant plus que cette surface s'épanouit. Mais les ondes courtes, et à plus forte raison celles décimétriques ou centimétriques, sont plus rapidement amorties, si bien que la portée directe diminue quand la fréquence croît. Lorsque celle-ci atteint ou dépasse 200 MHz, les ondes ne contournent plus guère les obstacles : il faut alors que les antennes émettrices et réceptrices puissent « se voir » pour assurer la liaison dans les meilleures conditions.

Mais l'antenne, comme une bougie, peut émettre ses ondes dans tous les sens. Celles qui voguent vers les étoiles ne sont pas nécessairement perdues, car les Anciens n'avaient pas tort quand ils croyaient que la terre est entourée de plusieurs cieux : il y en a deux et parfois trois principaux, qui nous renvoient sous certaines conditions les ondes qui les atteignent. Ce sont les couches de gaz ionisés constituant l'*ionosphère*, la couche E située entre 40 et 80 kms au-dessus du sol et la couche F (parfois scindée en deux couches séparées) qui flotte tout en haut de l'atmosphère, entre 200 et 400 kms d'altitude.

Ces couches semi-conductrices agissent sur les ondes

hertziennes comme le feraient sur la lumière des miroirs, ou plutôt des empilages de verre à vitre : à la fois par réflexion, par réfraction et par absorption. Un rayon tel que A (fig. 7) est réfléchi vers le sol s'il arrive à la couche ionisée en faisant avec elle un angle d'incidence suffisant.

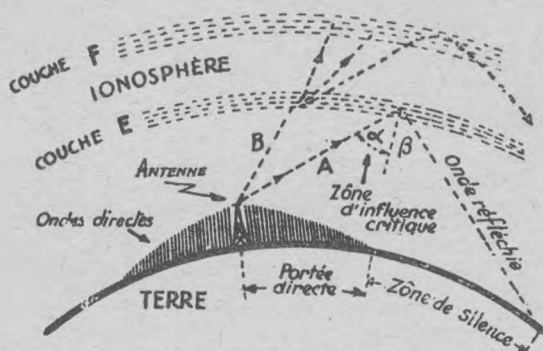


Fig. 7. — Propagation des ondes réfléchies par l'ionosphère.

Par contre, un rayon tel que B, dont l'angle d'incidence est insuffisant, pénètre profondément dans la couche qui le dévie et le diffuse, en l'absorbant partiellement, et ce qui reste poursuit sa route vers d'autres cieux ou d'autres couches qui en renverront peut-être une partie.

L'angle d'incidence critique, au-dessous duquel le rayon n'est plus réfléchi, varie avec la fréquence. On voit sur la figure 7 que pour une certaine fréquence l'onde réfléchie peut venir toucher la terre plus loin que la limite atteinte par les ondes terrestres, car l'angle de réflexion β est égal à l'angle d'incidence α . Entre ces deux portées s'étend une zone de silence qui ne peut être visitée par les ondes réfléchies, parce que les rayons partis de l'antenne en vue de l'atteindre feraient un angle d'incidence insuffisant.

Naturellement, la couche la plus active est la plus basse, c'est-à-dire la couche E, qui est parfois intensément ionisée,

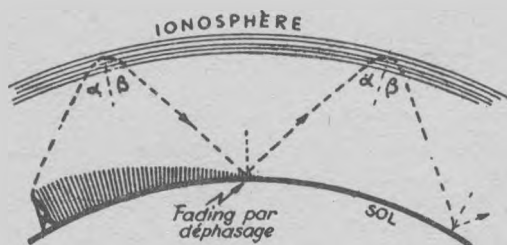


Fig. 8. — Réflexions successives d'une onde.

si bien que l'onde réfléchie est assez forte pour se réfléchir de nouveau sur le sol, rebondir vers la couche E, s'y réfléchir derechef pour revenir toucher terre, et cela plusieurs fois si la fréquence s'y prête (fig. 8), ce qui est justement le cas pour les ondes décimétriques. On arrive ainsi, quand

les conditions de l'ionosphère s'y prêtent, à réaliser des communications avec les antipodes au prix d'une très faible puissance rayonnée par l'antenne.

Tout serait donc pour le mieux, si l'ionosphère était un miroir bien sage, toujours égal à lui-même. Mais l'ionisation varie avec l'inclinaison des rayons solaires, donc avec l'heure de la journée, sans compter les variations saisonnières. En outre, il y a les variations d'activité solaire et celles du champ magnétique terrestre. Le résultat est un miroir fantasque, d'épaisseur variable, et parfois nulle, qui change d'altitude et réfléchit de façon anarchique.

C'est pourquoi la propagation varie beaucoup avec la fréquence, l'heure et la saison. Les moyennes et petites ondes (3.000 à 200 mètres) sont rapidement absorbées par le sol et se propagent surtout grâce à l'ionosphère, l'atténuation est faible la nuit, mais importante le jour, surtout en été. Celles de 50 à 200 mètres sont moins sensibles au jour. Celles de 50 à 10 mètres dépendent entièrement de l'ionosphère, et leur propagation est très irrégulière, avec une atténuation pratiquement nulle quand les conditions sont bonnes. Quant aux ondes plus petites que 10 mètres, il n'est plus question de leur faire raser le sol qui les absorberait, ni de les envoyer vers l'ionosphère qui ne pourrait les dévier suffisamment vers la terre. Alors, on s'arrange pour les diriger vers les récepteurs, avec des antennes spéciales bien dégagées du sol. Ce sont les ondes utilisées pour la télévision, les émetteurs portatifs et la police.

7. — Le « fading » ou évanouissement.

Quand deux ondes émises par une même source (donc partant en phase) arrivent au même point par deux chemins différents, elles sont toujours en phase si la différence entre les deux trajets est un nombre entier de longueurs d'onde (fig. 9-1).

Par exemple, si $A = 1$ mètre, l'onde directe partie de A (trait épais) aura parcouru deux longueurs d'onde en arrivant à B, tandis que l'onde réfléchie (en trait fin) en aura parcouru trois. On voit qu'elles arrivent bien en phase, à la fin de leur alternance négative, et leurs effets s'ajoutent.

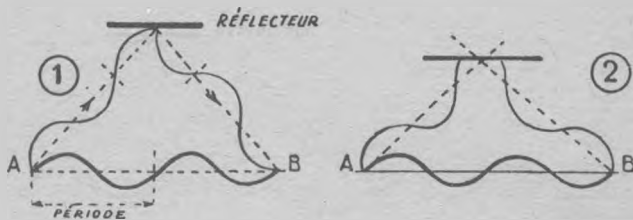


Fig. 9. — Mécanisme du fading.

Par contre, si les deux trajets diffèrent d'une fraction de longueur d'onde, elles arrivent au même point avec l'écart de phase correspondant à cette fraction. Elles arrivent en opposition de phase si la différence de trajet est d'une demi-longueur d'onde (fig. 9-2), ce qui correspond au silence,

car une onde tire à hue et l'autre à dia, avec un résultat égal à zéro. C'est le fading, qui affecte surtout les ondes reçues à la fois directement et par réflexion sur l'ionosphère lorsque le récepteur se trouve aux limites de portée de l'onde directe (voir fig. 8). Il peut aussi être dû à l'interférence de deux ondes réfléchies arrivant par des chemins différents, entre autres causes.

Etant donné les variations de l'ionosphère, le fading est un phénomène essentiellement indiscipliné. Il affecte surtout les ondes décamétriques et hectométriques.

8. — L'onde modulée en amplitude.

Jusqu'à présent, nous n'avons considéré que des ondes sinusoïdales émises avec une égale amplitude pour toutes les périodes.

La mesure de l'amplitude d'une onde électromagnétique est celle de la tension produite par son champ électrique, entre deux points pris suivant sa direction et distants de 1 mètre. Pour qu'un signal soit utilisable, il faut que son amplitude atteigne 1 microvolt par mètre (1 millionième de volt), mais il en faut au moins cent fois plus pour assurer une audition confortable de la radiodiffusion.

Une onde d'amplitude constante, dite « entretenue », ne peut envoyer d'autre message que l'affirmation ou la négation, selon qu'elle arrive ou non. Pour lui faire transporter les sons, qui sont des vibrations longitudinales de l'air comprises entre 16 et 15.000 Hz, il faut trouver un moyen de faire varier notre onde entretenue à leur rythme.

Qu'est-ce qui peut varier dans une onde électromagnétique ? Réponse : son amplitude, sa fréquence, sa phase qui peut avancer ou reculer et sa polarisation. Si nous faisons varier l'un de ces paramètres au rythme de la musique, l'onde ainsi modulée s'élancera dans l'espace, sera recueillie par l'antenne réceptrice, et il ne restera plus qu'à trouver le moyen de la « démoduler », puis de convertir la précieuse modulation en vibrations sonores. Pour la télévision, c'est la même chose : on explore en une fraction de seconde successivement tous les points dont se compose la vue à transmettre, on transforme en tension électrique l'intensité lumineuse de chaque point, et cette tension variable sert à moduler l'onde porteuse, qui subit la transformation inverse à l'arrivée (*).

Parmi les différentes méthodes, c'est la *modulation d'amplitude* qui est la plus utilisée actuellement. La figure 10 en donne le principe : l'onde entretenue à haute fréquence ou *porteuse* (A) voit son amplitude augmenter ou diminuer proportionnellement à l'intensité et à la fréquence du signal sonore qu'il s'agit de transmettre (B). Il en résulte l'onde modulée (C) qui, à l'arrivée, est amplifiée et fendue en deux suivant l'axe XY par le détecteur qui n'en garde que la moitié, ce qui fait apparaître une amplitude moyenne qui reproduit le signal sonore.

On voit que l'*enveloppe* de l'onde modulée en amplitude,

(*) Voir « MÉMENTO TUNGRAM 5 », du même auteur « Les Bases de la Télévision ».

c'est-à-dire la courbe tangente aux sommets des sinusoïdes successives, reproduit le signal modulant.

On comprend que l'amplitude maximum $m n$ du signal sonore (B) ne doit jamais dépasser celle de l'onde porteuse, qui ne peut être modulée plus profondément que jusqu'à l'axe XY (C), puisqu'elle s'annule lorsqu'elle l'atteint et que

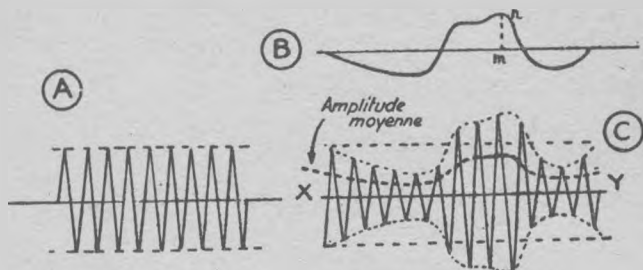


Fig. 10. — Modulation d'amplitude.

par conséquent elle ne peut plus rien porter. On dit alors que la profondeur de modulation est égale à l'unité (ou 100 %). Mais on se contente habituellement d'un taux de modulation inférieur pour des raisons diverses.

● L'onde porteuse n'avait qu'une seule fréquence, mais l'onde modulée en a plusieurs. En fait, c'est un amalgame d'ondes de fréquences différentes, qui s'étalent de part et d'autre de la fréquence porteuse (fig. 11).

En effet :

Si E est l'amplitude maximum de la porteuse dont la fréquence est F cycles par seconde, nous savons (voir *Précis d'Électricité*, § 45), que l'amplitude instantanée est :

$$e = E \sin 2 \pi Ft \quad (2)$$

Modulons notre onde à la fréquence plus basse f et au taux de modulation m compris entre 0 et 1. L'amplitude maximum E se met à danser à la fréquence f , comme on peut le voir sur la figure 10-c, elle oscille entre $E - mE$ et $E + mE$ (dans le cas de la figure, $m = 0,5$). La valeur instantanée de l'amplitude maximum est donc :

$$E + mE \sin 2 \pi ft \quad (3)$$

Pour connaître la valeur instantanée de l'amplitude de l'onde ainsi modulée, il suffit de remplacer E dans l'égalité (2) par la valeur (3) ci-dessus :

$$e = (E + mE \sin 2 \pi ft) \sin 2 \pi Ft \quad (4)$$

Ceux qui ont fait un peu de trigonométrie élémentaire n'auront aucune peine à développer, puis transformer (*) l'expression ci-dessus, ce qui fait apparaître une somme de trois termes avec les trois fréquences : F , $F + f$ et $F - f$.

On voit que l'onde porteuse modulée par une seule fréquence f est devenue la somme de trois ondes de fréquences voisines.

Comme la basse fréquence qui compose la musique

(*) Comme ceci :

$$e = E \sin 2 \pi Ft + mE \sin 2 \pi ft \cdot \sin 2 \pi Ft.$$

puis, appliquant la formule de transformation bien connue :

$$\sin a \sin b = 1/2 [\cos (a-b) - \cos (a+b)]$$

on obtient finalement :

$$e = E \sin 2 \pi Ft + \frac{mE}{2} \cos 2 \pi (F-f)t - \frac{mE}{2} \cos 2 \pi (F+f)t.$$

exploite une gamme de fréquences allant jusqu'à 15.000 Hz, l'onde modulée, dont la porteuse avait la fréquence F , utilise toutes les fréquences comprises entre $F - 15.000$ Hz et $F + 15.000$ Hz, autrement dit, elle occupe une « bande de fréquences » de 30.000 cycles par seconde centrée sur la fréquence de sa porteuse.

C'est cette bande de fréquences, et non une fréquence unique, qu'il s'agit de transmettre et recevoir sans distorsion ni atténuation ni parasites, si l'on veut entendre toutes les

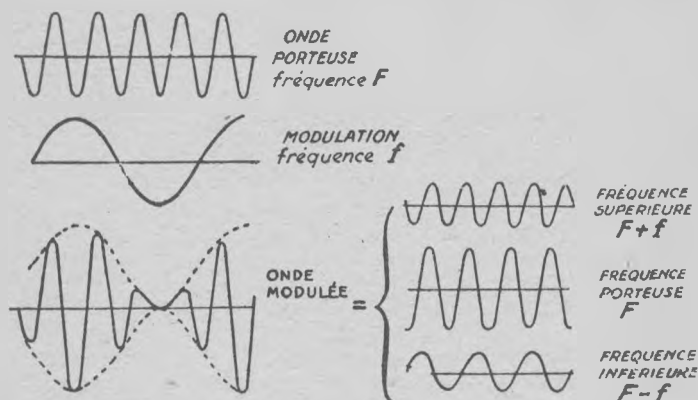


Fig. 11. — Moduler en amplitude une onde sinusoïdale par un signal sinusoïdal de fréquence plus basse équivaut à lui ajouter deux autres ondes sinusoïdales, de fréquences supérieure et inférieure à la sienne. Dans cette figure, le taux de modulation atteint 100 %.

finesses de la musique et respecter tous les timbres. Une seule émission à haute fidélité occupe donc à elle seule une tranche de 30 KHz de la gamme des fréquences disponibles.

Dans la gamme des « petites ondes » de la radiodiffusion, comprises entre 200 et 600 mètres, soit donc de 1.500 à 500 KHz, il n'y aurait théoriquement la place que pour 33 émetteurs n'empiétant pas dans les bandes des voisins. On arrive cependant à en loger davantage :

1° En limitant la portée de certains émetteurs secondaires, qui ne risquent plus d'aller brouiller d'autres émetteurs secondaires travaillant sur les mêmes fréquences, mais situés hors de leur portée ;

2° En réduisant à 9 KHz la bande de fréquences transmise par chaque émetteur, ce qui présente le léger inconvénient d'amputer la musique des harmoniques élevés auxquels beaucoup d'oreilles ne sont guère sensibles ;

3° En munissant l'émetteur (et au besoin le récepteur) d'une antenne directive qui lui permet de couvrir une région sans infecter par son brouillage le champ d'un voisin travaillant en même temps sur la même longueur d'onde.

Il existe bien un moyen radical de réduire de moitié la bande de fréquences requises par une émission : c'est de supprimer l'une des deux branches latérales, puisqu'elles contiennent toutes deux la totalité des harmoniques de la

modulation avec leurs amplitudes relatives. L'application de ce principe entraîne toutefois certaines difficultés de filtrage.

L'onde modulée de télévision pose les mêmes problèmes, sauf qu'ici la bande de fréquences nécessaire à une émission devient monumentale : 22 mégahertz en 819 lignes ! Alors, on a commencé par supprimer une des bandes latérales de modulation, en n'en conservant qu'un vestige pour éviter la distorsion de phase. Et comme cela faisait quand même 11 mégahertz d'encombrement, il ne restait plus que la ressource de se réfugier dans les ultra-fréquences, où l'on peut encore provisoirement s'étaler un peu — au prix, il est vrai, d'autres inconvénients.

9. — Les émetteurs d'ondes électromagnétiques.

L'électron, ce grain d'électricité à l'état pur, ne peut être mis en branle qu'à la condition de recevoir de l'énergie. Réciproquement, il ne ralentira et ne s'arrêtera qu'à la condition de céder son énergie cinétique. S'il ne trouve pas sur place un nouveau dépositaire de cette énergie — par exemple, un autre électron qui l'utilise pour se mettre en mouvement ou une réaction chimique qui l'absorbe — il ne lui reste qu'une ressource : se débarrasser de cet excédent de bagage sous la forme d'une radiation électromagnétique.

C'est le principe de base de tous les émetteurs, quelle qu'en soit la fréquence. L'émission continue d'ondes électromagnétiques peut avoir deux causes : ou bien c'est un fourmillement d'un grand nombre d'électrons, dont les uns partent quand d'autres s'arrêtent (sources de rayons infrarouges, c'est-à-dire de chaleur), ou bien les électrons effectuent des oscillations, ce qui équivaut à s'arrêter périodiquement à bout de course pour changer de sens. Nous avons vu que ce dernier cas est celui des électrons oscillants dans l'antenne de radio. Quand ils oscillent tous à l'unisson, la radiation émise n'a qu'une fréquence.

Si, au contraire, ils oscillent chacun pour leur compte ou par groupes à des fréquences différentes, la radiation sera complexe. C'est le cas de la plupart des sources lumineuses, dont la radiation est formée de plusieurs longueurs d'ondes parce que les électrons émetteurs effectuent plusieurs sortes d'oscillation en passant d'une orbite à l'autre au sein des atomes (voir « Précis d'Electricité », § 9).

● Dans tout circuit électrique parcouru par un courant alternatif, les électrons libres exécutent un mouvement de va-et-vient à la fréquence du courant. Par conséquent, une partie de l'énergie est rayonnée sous forme d'ondes électromagnétiques. Si les dimensions du circuit sont très inférieures à la longueur d'onde (déterminée par la fréquence), le rayonnement est extrêmement faible. C'est pourquoi celui du secteur à 50 périodes par seconde est absolument négligeable : la longueur d'onde atteint 6.000 kilomètres, alors que la distance entre les fils et la terre ne dépasse pas une moyenne de 10 mètres.

C'est donc la longueur d'onde qui fixe l'ordre de grandeur

du « radiateur ». Les ondes kilométriques ont besoin d'antennes impressionnantes, tandis que les ondes centimétriques du radar s'expédient avec une petite antenne de rien du tout — ou même sans antenne, à l'aide d'un cornet emmanché d'un tuyau. Mais ceci est une autre histoire...

Malgré les faibles dimensions des antennes pour hyperfréquences, il ne faut pas croire qu'elles n'envoient qu'une énergie dérisoire dans l'espace. Tous les techniciens de la pétroire savent qu'une mitrailleuse hyper-moderne qui arriverait à tirer 10.000 balles de 100 grammes à la minute (*) expédierait dans l'espace autant de métal et d'énergie qu'un énorme canon qui tirerait un obus de 10 tonnes dans le même temps. Remplacez « coups à la minute » par kilocycles/seconde et « kilog de métal » par watt-minute, et vous avez deux postes d'émission équivalents rayonnant chacun 1 kilowatt, l'un sur 3 centimètres, l'autre sur 3 kilomètres de longueur d'onde.

● Un émetteur de radiophonie comporte donc, en gros :

1° Un *oscillateur* qui produit une tension sinusoïdale à haute fréquence immuable.

2° Un *traducteur*, microphone ou pick-up, qui transforme les vibrations sonores en tension électrique alternative de même fréquence et dont le voltage est proportionnel à l'intensité du son;

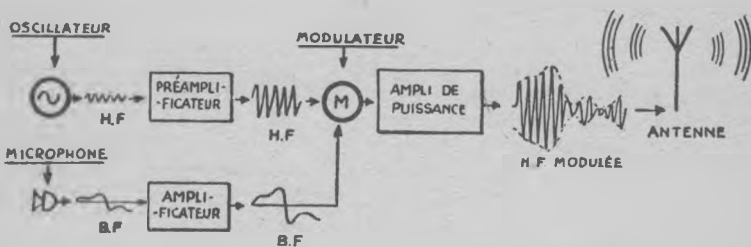


Fig. 12. — Schéma de principe d'un émetteur à modulation d'amplitude.

3° Un *modulateur* qui applique cette tension variable à celle sinusoïdale à haute fréquence, dont elle fait varier l'amplitude;

4° Eventuellement, un *amplificateur* fidèle amplifiant la tension à haute fréquence ainsi modulée;

5° Une *ligne* ou feeder, transportant cette tension à :

6° Un *radiateur* qui est habituellement une antenne.

Sur ce schéma, les réalisations varient et se compliquent plus ou moins pour assurer le meilleur rendement, la puissance désirée, l'immuabilité de la fréquence porteuse, la fidélité, la portée maximum.

La figure 12 montre comment un tel émetteur peut être conçu.

(*) L'auteur n'ignore pas qu'une telle merveille n'existe pas encore, mais on peut être persuadé que les philanthropes s'en occupent, sous les regards admiratifs de ceux qui étrenneront ses pruneaux.

10. — Ondes amorties et parasites.

Dans notre antenne de la figure 1, arrêtons brusquement l'oscillateur. Les électrons lancés ne s'arrêtent pas pour cela, ils continuent à osciller en rayonnant à chaque tour une partie de l'énergie que l'oscillateur leur avait confiée. Mais on devine que cela ne peut durer bien longtemps, car les électrons perdent à chaque oscillation une *fraction invariable de l'énergie qui leur reste*. Par exemple, s'ils en perdent la moitié à chaque oscillation (par rayonnement et effet Joule), il leur restera le quart de l'énergie initiale après deux oscillations, le huitième après trois, le seizième après quatre, et ainsi de suite. Théoriquement, il restera toujours quelque chose, même après un million d'oscillations, mais pratiquement l'oscillation est stoppée après quatre ou cinq va-et-vient, parce que l'agitation thermique des molécules bouscule les électrons dans leur course et y met « la pagaye ».

La loi qui régit une telle décroissance, où le résultat qui vient d'être acquis détermine celui à acquérir, est la loi de *décroissance organisée*, qu'on retrouve dans une foule de phénomènes : vieillissement des choses et des gens, refroidissement des corps, absorption de la lumière par chaque nouvelle couche d'eau ou de verre teinté, volatilisation de votre compte en banque par le « droit de garde » proportionnel qu'elle prélève, etc. Cette décroissance est en progression géométrique, on dit qu'elle est exponentielle ou loga-

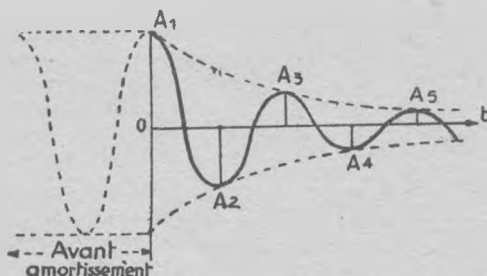


Fig. 13. — Oscillations amorties.
Le temps est mesuré depuis le début de l'amortissement.

rithmique (*fig. 13*) et il en sera de même évidemment pour le rayonnement. Il tombe rapidement à zéro, cependant que les ondes déjà émises continuent leur route.

Nous avons toujours affaire à une oscillation, donc à une onde sinusoïdale au cours de la décroissance, et dont la fréquence ne change pas mais dont l'amplitude maximum suit la loi exponentielle, autrement dit : l'amplitude maximum de chaque demi-période est égale à celle de l'alternance précédente *multipliée par un certain facteur e^{-at} plus petit que l'unité*. Ce facteur d'amortissement est égal au nombre e ou 2,718 porté à la puissance négative $-at$, dans laquelle t est le temps en seconde écoulé depuis le début de l'amortissement et a le rapport entre la résistance totale (y compris celle de rayonnement) et l'induc-

tance du circuit. Cet exposant — at est le logarithme naturel du facteur d'amortissement, c'est pourquoi on l'appelle le *décroissement logarithmique* du circuit oscillant. Il mesure la fraction d'énergie disponible dissipée en une demi-période.

Par conséquent, l'amplitude maximum M de l'oscillation sinusoidale avant l'amortissement devient $M.e^{-at}$ au cours de celui-ci, qu'il s'agisse de la tension ou de l'intensité du courant. La valeur instantanée de cette tension ou de ce courant, qui était :

$$x = M \sin (2 \pi ft + \varphi)$$

pour les oscillations sinusoidales entretenues, devient :

$$x = M.e^{-at}. \sin (2 \pi ft + \varphi) \quad (5)$$

lorsque les oscillations sont amorties.

Cette expression est générale. Elle gouverne tous les phénomènes alternatifs en décroissance organisée, sauf que dans chaque cas la valeur de a est déterminée par d'autres caractéristiques du système oscillant (par exemple, la masse suspendue et les résistances passives dans un pendule). Une telle équation se calcule aisément à la règle ou à l'aide d'une table de logarithmes, en se rappelant que $\log e^{-at} = -at \log e = -0.4343 at$.

● Pour recevoir correctement une émission, le récepteur doit : 1° être accordé sur la fréquence de l'onde porteuse; 2° amplifier également, de part et d'autre de cette fréquence, une bande de fréquences égale à celle de la modulation, et 3° rejeter tout ce qui n'est pas compris entre ces deux limites, afin de ne pas être brouillé par les émetteurs voisins.

Mais il n'y a pas que les émetteurs voisins. Toute étincelle électrique est une secousse d'électrons avec le circuit comme antenne, ce qui produit un train d'ondes amorties à front raide. Un éclair n'est autre que la décharge brutale entre deux nuages, ou un nuage et la terre, et nous retrouvons de puissantes ondes à front raide rapidement amorties (car le tonnerre n'est qu'un bruit prolongé par une série d'échos, tandis que l'éclair est un phénomène ultracourt, de même que son rayonnement électromagnétique).

Les *parasites atmosphériques*, dus à quelque orage proche ou éloigné, sont des impulsions — autrement dit des trains d'onde extrêmement courts — qui véhiculent toutes les fréquences imaginables. Quand elles arrivent à un récepteur, celui-ci est bien obligé de laisser passer celles de ces fréquences qui sont comprises dans sa bande d'accord, et cela cause les craquements de la radio et les éclairs qui traversent l'écran du téléviseur. Toutefois, les ondes métriques et décimétriques contenues dans cette gerbe indésirable sont loin d'avoir la même intensité que celles plus longues, si bien que les parasites atmosphériques sont de moins en moins gênants à mesure qu'augmente la fréquence des émetteurs.

Mais remarquez ceci : à l'instant où éclate l'éclair, toutes ces ondes démarrent en même temps, elles sont donc *en phase à la première alternance* (fig. 14), mais cela ne dure pas puisque les périodes ne correspondent pas. Résultat : il y a une formidable impulsion de durée extrêmement courte, suivie d'un train amorti d'importance très secondaire. Cette impulsion de toutes les fréquences indésirables à la fois peut se propager très loin, à cause de la concentration d'énergie qu'elle réalise. Pratiquement, elle seule compte.

Les parasites industriels, causés par les moteurs, les arcs, etc., peuvent arriver au récepteur, soit par rayonnement comme les atmosphériques, soit par conduction le long des fils du secteur. Ce sont encore des impulsions comme ci-dessus. Mais les caractéristiques des circuits interviennent, et comme elles diffèrent essentiellement d'une source à l'autre, cela fait des parasites dont le spectre de fréquences est très varié, ce qui complique beaucoup leur élimination dans les récepteurs à modulation d'amplitude. Ce sont en général les ondes hectométriques et kilométriques qui sont les plus

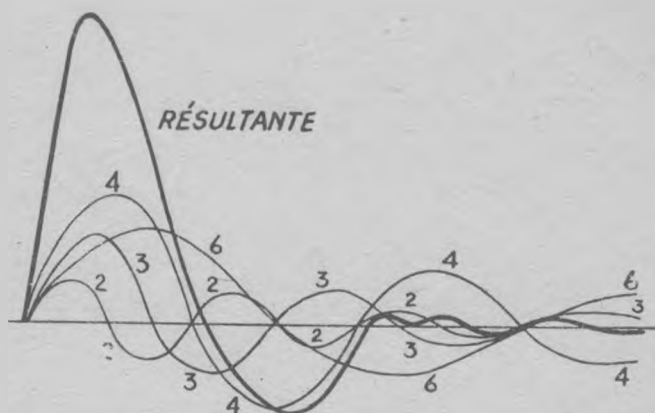


Fig. 14. — Avec seulement 4 ondes amorties de longueurs relatives 2, 3, 4 et 6 et d'amplitude quelconque, démarrant en même temps, on voit nettement apparaître la pointe d'impulsion sur la première alternance, bientôt suivie du repos.

« favorisées », alors que la réception des ondes métriques n'est guère troublée. Une exception cependant : les impulsions produites par l'allumage des automobiles, qui brouillent si bien les images de télévision parce qu'elles contiennent surtout des ondes décimétriques et voisines.

Tous ces parasites se traduisent par des pointes très brèves, plus ou moins rapprochées, dont l'amplitude dépasse sensiblement l'amplitude maximum de l'onde modulée, comme le montre la figure 15. C'est une supermodulation qui produit les craquements caractéristiques de l'orage, qui deviennent de la crécelle ou du roulement de tonneau quand le coupable est un commutateur de moteur universel plus ou moins rapide, plus ou moins étouffé par les circuits qui l'accompagnent.

Il importe peu que l'onde désirable arrive au récepteur avec un nombre impressionnant de microvolts, si les parasites qui la truffent en ont davantage encore. Ce qui compte pour assurer une bonne communication, ce n'est pas la puissance du signal reçu, mais le rapport signal/bruit.

Pour élever ce rapport, on peut renforcer la puissance de l'émetteur, réduire la distance, n'utiliser que les gammes d'ondes les moins parasitées, si on ne peut agir sur leur source. On utilise aussi des antennes antiparasites et des cadres sélectifs, qui captent de préférence l'onde désirable,

comme nous le verrons en temps utile. On peut encore « raboter » l'onde reçue pour lui enlever tout ce qui dépasse l'amplitude maximum du signal désiré, en décapitant les impulsions parasites à l'aide d'un dispositif dit « limiteur » (fig. 15), mais leur base subsiste toujours. Si le réglage n'est pas parfait, l'élimination des parasites est illusoire,

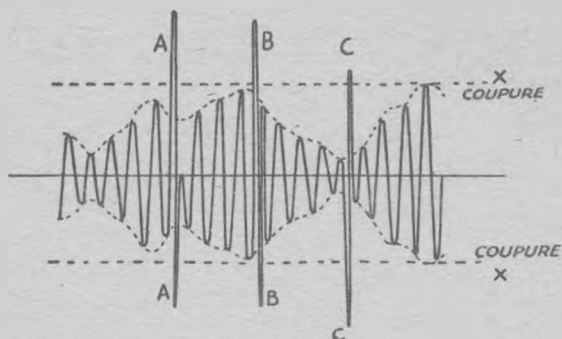


Fig. 15. — Onde modulée en amplitude et parasitée par les impulsions A, B, C. — On la purifie en limitant l'amplitude maximum à la réception par un « limiteur » qui étouffe tout ce qui dépasse les traits pointillés XX.

ou bien le coup de rabot atteint le signal et c'est la cacophonie.

En définitive, il faudrait pour avoir une audition pratiquement impeccable que l'amplitude du bruit ne dépasse pas 1 % de celle du son.

11. — La modulation de fréquence.

Nous avons vu au § 8 qu'au lieu de faire varier l'amplitude de l'onde porteuse, on pouvait faire varier sa fréquence ou sa phase, car dans l'équation du mouvement sinusoïdal :

$$x = A \sin (2 \pi Ft + \varphi)$$

la valeur de x à l'instant t dépend à la fois de l'amplitude A , de la fréquence F et de la phase φ .

La modulation par variation de fréquence se répand de plus en plus en Amérique et commence à faire sa carrière en Europe, parce qu'elle permet une meilleure élimination des parasites modulés en amplitude.

Dans ce système, l'amplitude de l'onde modulée est maintenue constante, mais sa fréquence oscille autour d'une valeur moyenne F d'une quantité f variable, dont la valeur représente la profondeur de modulation, c'est-à-dire l'intensité du signal sonore. Par exemple, la fréquence moyenne de 3 MHz pourra varier de 50 Hz pour un son faible et oscillera donc entre 3.000.050 et 2.999.950 hertz, tandis que la variation pour un son très puissant pourra atteindre 5.000 ou 10.000 Hz.

Le nombre de fois que ces variations se produisent par seconde (autrement dit la *fréquence des oscillations de fréquence*) est déterminée par la fréquence du signal sonore :

par exemple, le son pur *la* 3 du diapason normal fait osciller la fréquence 435 fois par seconde autour de sa valeur moyenne (fig. 16).

Ainsi donc, l'onde modulée portant un son *la* faible pourra osciller 435 fois par seconde entre 3.000.050 et 3.999.950 hertz. Si le son devient plus aigu, les oscillations deviennent plus rapides, mais l'écart de fréquence n'augmente pas tant que la modulation reste faible.

On pourrait croire qu'avec la modulation de fréquence on va pouvoir loger autant d'émetteurs qu'on voudra dans la gamme des ondes décamétriques ou hectométriques, par

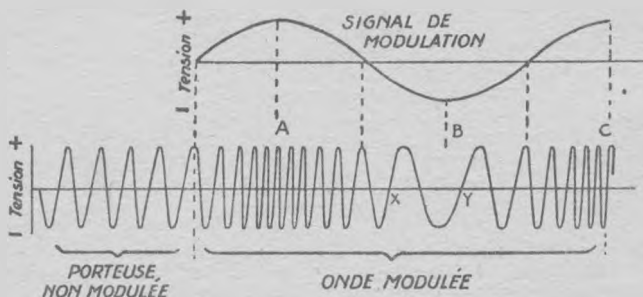


Fig. 16. — Modulation de fréquence par un signal sinusoïdal. Si l'amplitude du signal augmentait, les zig-zags seraient encore plus serrés en A et C, et plus lâches en B.

exemple, puisque dans notre exemple toutes les fréquences audibles, de 16 à 15.000, peuvent être reproduites alors que l'oscillation de la fréquence porteuse ne couvre qu'une bande de 100 cycles par seconde. Mais ce n'est qu'une illusion. D'abord, une bande aussi étroite de modulation utiliserait très mal la puissance rayonnée par l'émetteur, tout comme un orchestre de cent exécutants qui se contenterait de jouer *pianissimo*. Ensuite, et surtout, l'onde modulée en fréquence n'est plus une pure sinusoïde, mais une pseudo-sinusoïde à branches inégales, comme on peut le voir de X à Y sur la figure 16. Par conséquent (voir *Précis d'Electricité*, § 50), l'onde modulée est en réalité la résultante de plusieurs ondes sinusoïdales de fréquences différentes.

En effet, dans l'équation du mouvement sinusoïdal indiquée ci-dessus, l'angle de phase $2\pi Ft + \varphi$ s'augmente d'un terme sinusoïdal $m \sin 2\pi ft$ où f est la fréquence modulante et m l'indice de modulation exprimant l'importance de celle-ci, c'est-à-dire :

$$m = \frac{\Delta F}{f} = \frac{\text{Ecart de fréquence dans l'onde modulée}}{\text{fréquence de modulation}}$$

L'équation de l'onde modulée en fréquence devient donc :

$$x = A \sin (2\pi Ft \pm m \sin 2\pi ft + \varphi) \quad [6]$$

qui se développe en une série de termes sinusoïdaux dont les coefficients sont des fonctions de Bessel et qui sont tantôt positifs, tantôt négatifs. Pour une seule fréquence modulatrice f , on voit apparaître les fréquences F , $F+f$, $F-f$, $F+2f$, $F-2f$, $F+3f$, $F-3f$, etc., alors qu'en modulation d'amplitude nous n'en avons que trois, savoir : F , $F+f$ et $F-f$.

C'est dire la complexité de l'onde modulée en fréquence par un signal quelconque non sinusoïdal, malgré son apparente simplicité.

Nous n'entrerons pas plus avant dans l'analyse du phénomène

qui exigerait un appareil mathématique assez spécial et serait du reste sans intérêt pour la plupart des lecteurs. Nous nous bornerons à en indiquer les principales conclusions dans le cas simple d'une fréquence modulante unique :

1° Il apparaît de part et d'autre de la fréquence porteuse F des paires de fréquences $F \pm f$, $F \pm 2f$, $F \pm 3f$... théoriquement en nombre infini.

2° Les amplitudes relatives de la porteuse F et de chaque paire de fréquences varient avec l'indice de modulation et sont proportionnelles aux coefficients successifs qu'on trouve dans une table des fonctions de Bessel :

Par exemple, pour $m = 0,2$, nous avons 0,99 pour la fréquence F , 0,0996 pour $F \pm f$, 0,0112 pour $F \pm 2f$, les autres paires étant négligeables, d'où cette conséquence importante : *l'onde porteuse ne transmet qu'une partie de l'énergie rayonnante, l'autre partie est transmise par la modulation, ce qui ne se produit pas en modulation d'amplitude.*

3° Quand l'indice de modulation augmente, les coefficients varient et même s'inversent, et on constate que la partie d'énergie transportée par la modulation augmente.

Par exemple, pour $m = 5$, les amplitudes relatives successives de F , $F \pm f$, $F \pm 2f$, etc., sont :

— 0,1776, — 0,3276, + 0,0465, + 0,3648, + 0,3912,
+ 0,2611, + 0,1310, + 0,0534, + 0,0184, + 0,0055, etc.,

ce qui montre que la porteuse et la première paire sont en opposition de phase avec les autres paires et que la porteuse ne transmet plus qu'une faible fraction de l'énergie.

L'onde ainsi modulée par la fréquence f peut être représentée par son *spectre de fréquences* (fig. 17) où l'on voit les fréquences composantes séparées par un intervalle égal à f et figurées par une longueur verticale proportionnelle à leur amplitude relative.

4° Toute modification d'amplitude ou de fréquence du signal modulant modifie le spectre de fréquences de l'onde modulée.

5° Pour une reproduction sans distorsion audible, on peut supprimer les fréquences du spectre dont l'amplitude relative est inférieure à 0,05 fois celle du signal total.

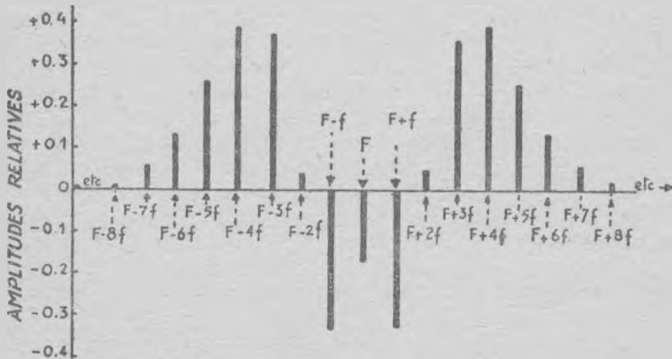


Fig. 17. — Spectre de fréquences d'une onde modulée à l'indice 5.

Il résulte de ce qui précède que, loin d'occuper une bande de fréquences plus étroite qu'en modulation d'amplitude, une émission modulée en fréquence s'étale davantage malgré les apparences, ce qui lui interdit les gammes des ondes normales de radiodiffusion déjà fort encombrées. Il ne reste que la ressource d'exploiter la bande comprise entre 30 et 300 MHz, où il reste encore un peu de place. Par exemple,

l'onde de 100 Mc/s (100.000 KHz) modulée à l'indice 5 exige une bande de fréquences latérales de ± 75 KHz (100.000 divisé par 5), alors que l'onde modulée en amplitude n'occupe qu'une bande de ± 10 KHz.

Mais alors où sont les avantages de la modulation de fréquence ? Il y en a plusieurs :

1° Les parasites véhiculés par les ondes électromagnétiques sont, comme on l'a vu, des impulsions d'amplitude. Or, le principe même de la réception des ondes modulées en fréquence n'utilise pas les variations d'amplitude, et du reste un organe du récepteur, le *limiteur d'amplitude*, rabote la

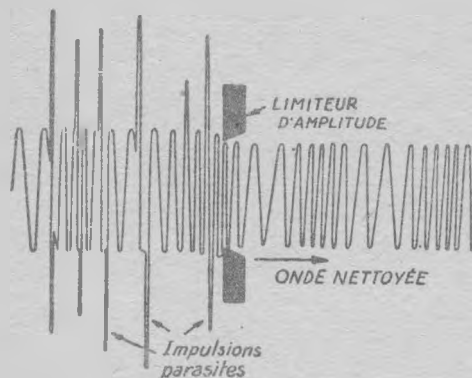


Fig. 18. — Le limiteur coupe la crête des ondes et les débarrasse des parasites sans modifier les variations de la modulation de fréquence.

crête des ondulations et supprime les indésirables impulsions (fig. 18).

La transmission est donc pratiquement insensible aux perturbations parasites.

2° Dans une onde modulée en amplitude, on ne peut pas réduire la modulation au-dessous de 3 % pour les sons les plus faibles, à cause des différents bruits parasites et du souffle inséparables du fonctionnement des appareils et qui couvriraient les *pianissimi* trop faibles. Le rapport entre les amplitudes les plus fortes et les plus faibles ne peut dans ces conditions dépasser 33, autrement dit : le rapport des puissances sonores extrêmes ne dépasse pas 1000, soit 30 décibels d'écart. C'est peu, car ce rapport peut dépasser 1.000.000 pour un grand orchestre (60 décibels), et on est obligé de comprimer la musique, de réduire le contraste sonore aux dépens de la qualité pour la faire « rentrer dans l'onde », et la décompresser plus ou moins heureusement à l'arrivée à l'aide d'un « *expanseur* » assez fantasque.

En modulation de fréquence, il n'y a théoriquement pas de limite au contraste sonore, puisqu'il suffit d'augmenter l'écart de fréquence produit par la modulation pour reproduire toutes les finesses de la musique, avec un bruit de fond parasite négligeable.

3° Comme l'amplitude des ondes modulées en fréquence est constante, le rendement est excellent et peut dépasser 80 %, alors qu'en modulation d'amplitude on doit se contenter de la moitié et même moins. Il faut donc moins de watts rayonnants pour obtenir la même intensité sonore à la réception.

Une seule ombre à ce beau tableau : étant donné qu'il s'agit d'ondes métriques, la transmission directe est seule possible, sans recours possible à la réflexion sur l'ionosphère. On se trouve limité à des portées quasi optiques, tout obstacle un peu important faisant ombre. Une large radiodiffusion ne peut se concevoir en modulation de fréquence sans de nombreux relais couvrant chacun une zone peu étendue.

12. — La modulation de phase.

C'est la cousine germaine de la précédente. Au lieu d'augmenter ou de ralentir la cadence des oscillations au rythme de la fréquence modulante, on leur donne de l'avance ou on les retarde plus ou moins, ce qui revient à faire varier la phase φ dans l'équation du mouvement sinusoïdal :

$$x = A \sin (2 \pi Ft + \varphi)$$

Le nombre de fois par seconde que la phase avance et retarde donne la fréquence de la modulation, tandis que l'amplitude de ces oscillations définit son amplitude, exacte-

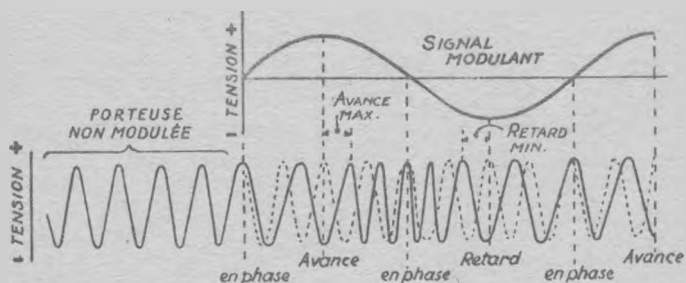


Fig. 19. — Modulation de phase par un signal sinusoïdal.

ment comme en modulation de fréquence (fig. 19). En fait, il est impossible d'avancer les oscillations sur l'horaire prévu sans augmenter la fréquence, ni de les retarder sans diminuer la fréquence : par conséquent, la modulation de phase s'accompagne toujours de modulation de fréquence — et si vous voulez bien y réfléchir un instant, vous verrez sans mathématiques que la réciproque est également vraie.

Il y a cependant quelques différences entre les deux modes de modulation :

1° La modulation de phase exige une bande de fréquences encore plus large que la modulation de fréquence, parce que l'indice de modulation est indépendant de la fréquence de celle-ci, tandis qu'en modulation de fréquence il lui est inversement proportionnel pour une amplitude donnée de modulation.

2° Pour un signal modulant d'amplitude constante et fréquence variable, l'amplitude des composantes latérales du spectre de fréquences reste invariable en modulation de phase, alors qu'elle varie en modulation de fréquence.

3° L'équation (4) de la modulation de fréquence indiquée plus haut devient en modulation de phase :

$$x = A \sin (2 \pi Ft \pm \Delta \alpha \cos 2 \pi ft + \varphi) \quad [7]$$

dans laquelle $\Delta \alpha$ est l'écart de phase en radians (1 radian = env. 57°).

Ainsi, le terme ajouté par la modulation, qui était *sinus* en modulation de fréquence, devient *cosinus* en modulation de phase : les deux modulations sont en opposition de phase, comme on le voit du reste en comparant les figures 18 et 19. Ceux qui ont fait un peu de « maths » voient qu'on passe de la modulation de phase à celle de fréquence par simple différenciation, et en sens inverse par intégration — ce que des circuits très simples savent du reste faire aussi bien et plus vite que le meilleur « matheux ».

13. — La modulation d'impulsions.

C'est le dernier cri, plein de promesses, l'annonce du Messie qui doit nous délivrer de la cohue de l'éther, nous donner de la place pour tous les candidats-émetteurs, permettre des portées considérables avec une puissance infime et même assurer le secret des communications en les mettant à l'abri du brouillage.

Une impulsion est un signal dit *rectangulaire*, qui croît brusquement, dure extrêmement peu et s'annule brusquement. On peut montrer qu'on y trouve une fréquence fondamentale accompagnée de tous ses harmoniques impairs. C'est le signal utilisé en radar.

On sait produire de tels signaux électromagnétiques plus ou moins espacés, plus ou moins puissants, mais ils ont tous une intéressante caractéristique : la durée de chaque impulsion, qui peut être inférieure à 0,3 microseconde, est infime par rapport au temps qui sépare deux impulsions. C'est pourquoi un générateur d'impulsions gros comme le poing (magnétron) est capable d'expédier dans l'espace une puissance comparable à celle d'une centrale électrique... mais qui ne dure qu'une fraction de microseconde, ce qui n'empêche pas l'impulsion de voyager contre vents et marées à cause de l'énergie qu'elle emporte.

Un train d'impulsions est donc une suite d'impulsions identiques, régulièrement espacées : il y en aura par exemple 40.000 par seconde (*fig. 20-a*). Cela rappelle une onde entretenue, sauf qu'il n'y a rien entre les impulsions. A l'arrivée, on peut les recevoir, les amplifier et même les étaler, ce qui diminue leur amplitude, mais les fait se rejoindre : on obtient ainsi l'équivalent d'un courant continu.

Mais faisons varier l'amplitude des impulsions qui défilent, proportionnellement à la tension d'un signal modulant (*fig. 20-b*) : le récepteur, en amplifiant et étalant le train d'impulsions modulées en amplitude, fait naître une tension variable qui reproduit le signal.

On objectera que les impulsions modulées ne sont que des échantillons du signal et que les fréquences élevées de celui-ci sont mal représentées. Pour lever la difficulté, il suffit d'augmenter la fréquence des impulsions : la fréquence sonore de 15.000 Hz, par exemple, sera suffisamment représentée par trois ou quatre impulsions par période, et par conséquent 60.000 impulsions par seconde suffisent à transmettre toutes les finesses de la musique dans les cas les plus difficiles.

Remarquez qu'on pourrait tout aussi bien moduler en fai-

sant varier la fréquence des impulsions, ou leur phase, ou leur durée.

On comprend l'énorme intérêt de la transmission par impulsions modulées : une seule bande de fréquences permet de loger plusieurs émissions, à la condition de les décaler régulièrement afin que les impulsions de chacune se logent entre celles des autres. Un seul émetteur « multiplex » suffit à la diffusion de plusieurs programmes, et chaque récepteur sépare celui qui lui convient à l'aide de circuits spéciaux.

Un autre avantage réside dans l'insensibilité aux parasites,

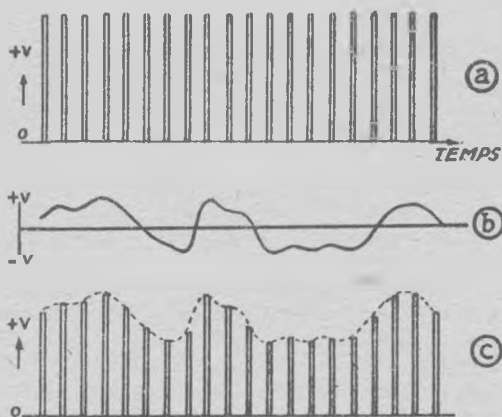


Fig. 20. — Modulation en amplitude d'un train d'impulsions.
a) Avant modulation. — b) Tension modulante. — c) Train modulé.
La courbe enveloppe pointillée reproduit la modulation.

dont l'intensité devient négligeable devant celle des impulsions.

Mais il y a, bien entendu, un ver dans ce beau fruit : les impulsions, si étroites sur la figure, occupent en réalité une bande de fréquences beaucoup plus large qu'une onde modulée. Si la durée d'une impulsion est d'un quart de microseconde, par exemple, la fréquence porteuse s'élargit de part et d'autre d'au moins 4 millions de cycles, ce qui mobilise une bande de 8 MHz ! Alors, on augmente la durée des impulsions, sans compter que pour recevoir une bande même moins large il faut un récepteur peu sélectif, donc sensible aux parasites.

Et les avantages escomptés se rétrécissent comme la peau de chagrin...

II. LES BASES DE LA RÉCEPTION

Avant de nous embarquer dans l'étude des organes et des circuits d'un récepteur, il est bon d'en connaître le principe général.

Réduit à sa plus simple expression, un récepteur se compose 1° d'un *collecteur* d'ondes, 2° d'un *démodulateur* qui extrait la modulation des ondes reçues, 3° d'un *traducteur* qui transforme le courant variable ainsi obtenu en ondes sonores ou, s'il s'agit de la télévision, en un point lumineux d'intensité variable qui décrit des lignes parallèles serrées sur un écran pour reconstituer l'image. Cette idéale simplicité fut celle des premiers récepteurs à galène. En ce temps-là, quelques mètres de fil formant antenne collectrice, un cristal de galène comme démodulateur et un écouteur de téléphone comme traducteur constituaient tout le matériel nécessaire pour entendre les concerts radiophoniques à proximité de la Tour Eiffel.

Mais on voulut entendre de plus loin et plus fort, puis il fallut établir un barrage pour n'admettre qu'une seule émission parmi la cohue venue de toutes parts, puis on voulut supprimer les parasites et le fading. Le récepteur se compliqua pour s'adapter aux nouvelles conditions.

Pour éliminer les émetteurs gênants dont les fréquences sont très voisines de celle désirée et dont la puissance est souvent très supérieure, deux techniques sont utilisées : la résonance qui sensibilise le récepteur pour la fréquence désirée, et la conversion qui augmente l'écart entre cette fréquence et celles des émetteurs indésirables, ce qui facilite leur séparation. Pour entendre de plus loin et plus fort, on amplifie la tension oscillante captée par l'antenne avant d'en extraire la modulation (amplification à haute ou moyenne fréquence) et on amplifie encore le courant modulé résultant avant de l'envoyer au traducteur (amplification à basse fréquence). Enfin, pour éliminer le fading, on fait un récepteur surpuissant et on le munit d'un régulateur qui l'étrangle automatiquement quand il n'y a pas de fading et le libère quand celui-ci se fait sentir.

En résumé, un récepteur de radio comporte :

- a) Une *antenne*, chargée de capter les ondes.
- b) Un *système d'accord*, particulièrement sensible par résonance à la fréquence porteuse de l'émetteur désiré.
- c) Un *amplificateur à haute fréquence*, chargé d'amplifier le signal reçu et d'évincer les gêneurs.
- d) Un *convertisseur* chargé de diminuer la fréquence porteuse du signal par un procédé qui augmente son écart avec ses voisins qui ont forcé les barrages précédents.

- e) Un *amplificateur* à moyenne fréquence muni d'un filtre passe-bande, qui amplifie la seule bande de fréquences correspondant à l'émission désirée et achève l'élimination de toutes les autres.
- f) Un *démodulateur* chargé d'éliminer l'onde porteuse et de faire apparaître la modulation sous forme d'un courant variable à basse fréquence. Il est habituellement combiné avec l'antifading.
- g) Un *amplificateur à basse fréquence*, qui donne à ce courant la puissance suffisante pour actionner :
- h) Un *haut-parleur*, qui transforme les watts électriques en puissance sonore et reproduit le son modulateur.
- i) Enfin, comme les fonctions *c*, *d*, *e*, *f* et *g* sont habituellement remplies par des tubes électroniques qui consomment du courant à basse tension et à haute tension, il faut encore un *bloc d'alimentation* qui tire son énergie de batteries ou du secteur.

Tel est le schéma simplifié du récepteur dit « superhétérodyne ». Dans les récepteurs moins élaborés, certaines fonctions peuvent manquer : par exemple, les postes populaires n'ont pas d'amplificateur HF (*c*), les postes à amplification directe n'ont ni convertisseur ni ampli à moyenne fréquence, les postes encore plus simples n'ont que les fonctions *a*, *b*, *f*, *g* et *h*.

Quant aux récepteurs pour ondes modulées en fréquence, ils ne diffèrent guère que par deux détails de ceux qui reçoivent les ondes modulées en amplitude : la présence d'un « écreteur » qui rabote les sommets des ondes pour supprimer les parasites, et son démodulateur basé sur un principe différent.

Bien entendu, on s'est ingénié à greffer autour de cette ossature toutes sortes de fonctions accessoires pour les clients qui ont des sous : Indicateur d'accord, correcteur de tonalité, séparation des basses et des aiguës par deux haut-parleurs, expansion de contrastes, limiteur de parasites, silence d'accord, entre stations, syntoniseur automatique, accord motorisé, réglage à distance pour les fatigués de naissance, etc.

III. RÉSISTANCES ET IMPÉDANCES

« C'est la même chose, mais c'est pas pareil. »
(Le titi de Poulbot).

La technique de la radio est dominée par la lutte entre les forces électriques ou magnétiques qui cherchent à mettre les électrons en mouvement et celles qui s'y opposent de leur mieux. Ces dernières sont les résistances de toutes sortes. Si ces empêchuses de tourner en rond n'existaient pas, tout serait en court-circuit, les forces s'exerceraient en moulinets inutiles contre le néant et il n'y aurait pas de radio du tout.

La résistance passive, improprement appelée « ohmique » est due à la bousculade incessante des molécules dans les conducteurs et à la plus ou moins grande saturation de la couche électronique externe des atomes. C'est donc une propriété de la matière qui s'exerce indifféremment sur les courants continus et alternatifs, du moins aux fréquences qui nous intéressent. Par conséquent, la toute simple loi d'Ohm : volts = ampères \times ohms s'applique à la tension et l'intensité efficaces *tant qu'il n'y a dans le circuit que des résistances passives où l'énergie est tout entière transformée en chaleur.*

Mais ce cas se présente rarement à l'état pur. Une lampe à incandescence rayonne une partie de l'énergie en lumière, mais seulement 3 à 5 %, si bien que pratiquement on peut la considérer comme une résistance passive. Un moteur transforme l'énergie électrique en mécanique, et la loi d'Ohm ne s'y applique pas sans précautions. Un simple fil parcouru par un courant à haute fréquence, nous l'avons vu, rayonne peu ou prou, donc sa résistance passive n'est pas seule en jeu. Une bobine stocke et déstocke l'énergie dans son champ magnétique, un condensateur dans son champ électrique, la résistance passive de l'enroulement ou des armatures se combine avec une résistance active qui est la *réactance* variable avec la fréquence, et la résultante ou somme de la réactance et de la résistance s'appelle l'*impédance* de l'organe ou du circuit.

Tout ceci a été exposé en détail dans notre PRÉCIS D'ÉLECTRICITÉ, avec le calcul des impédances complexes. Nous n'y reviendrons pas, mais nous examinerons rapidement le comportement des pièces qui ont pour mission d'opposer au courant de la résistance, de la capacitance ou de l'inductance.

D'abord, ouvrons une parenthèse. Par paresse ou par routine, nous avons pris l'habitude de désigner sous le nom de résistance à la fois l'organe et sa propriété, ce qui conduit à des pléonasmes dans le genre de celui-ci que nous

avons cueilli dans une revue : « la résistance de la résistance de grille a moins d'importance que celle de la résistance de polarisation ». Même remarque pour l'inductance et la capacitance qui sont des réactances et non des organes, mais avec des variantes assez malheureuses : l'organe devient une « bobine de self-induction » ou une « self », un « condensateur » ou une « capacité ». Or, le premier vocable est filandreur, le second est commode mais fait sourire les Anglais, sans compter qu'en ondes décimétriques il n'y a même plus de bobines. Quant au troisième, il n'est valable qu'en électrostatique, tandis que la capacité est une propriété et non un organe.

Il faudrait avoir le courage, comme l'ont eu les Anglo-Saxons, de rejeter les vieilles appellations et d'adopter les seules logiques : résisteur, inducteur, capaciteur. Mais les mauvaises habitudes ont la vie dure et il faudra du temps pour y arriver. Nous emploierons donc *résisteur* le plus souvent possible, car il clarifie bien des choses. Mais nous continuerons à utiliser *self* et *condensateur* pour ne pas trop effaroucher les défenseurs de la tradition.

14. Les résisteurs.

En radio, on utilise des résisteurs de toutes valeurs, depuis une fraction d'ohm jusqu'à une dizaine de mégohms (1 mégohm = 1 million d'ohms). Les qualités requises sont :

1° *La précision.* L'étalement des résisteurs courants est juste à $\pm 20\%$ près dans les bonnes fabrications, mais la tolérance peut être ramenée à $\pm 5\%$ et même moins pour certaines applications. Les étalons sont précis à $\pm 0,1\%$.

2° *La stabilité* dans le temps et à chaud, qui varie suivant le type. Le coefficient de température doit être aussi faible que possible.

3° *La puissance dissipée maximum* pour un encombrement donné, qui limite la tension admissible à ses bornes (Loi de Joule, $V = \text{racine carrée de } WR$) ou le courant sous une tension donnée ($A = W/V$).

4° *L'absence de réaction* inductive ou capacitive qui entraîne une variation en fonction de la fréquence.

5° *L'absence de fluctuations* du courant, se traduisant en radio par un bruit de fond.

6° *La robustesse et le faible volume.*

Les résisteurs utilisés en électronique sont de plusieurs types :

RÉSISTEURS BOBINÉS. — Ils sont formés d'un fil métallique, parfois isolé à l'émail, bobiné généralement en une seule couche sur un cylindre isolant en céramique pour résister à la chaleur et protégé par une couche d'émail vitrifié ou cuit au four. Parfois, le bobinage est fait en vrac dans une série de gorges (*fig. 21-b*). Le fil résistant est en alliage à haute résistivité et faible coefficient de température : constantan, nickelchrome, manganine, etc.

Ces résisteurs bobinés ont une certaine inductance qu'on peut réduire ou supprimer par divers procédés : hobinage

à plat sur une lame isolante, bobinage bifilaire où deux fils réunis à un bout décrivent côte à côte une double hélice (fig. 21-c) ce qui oblige le courant à engendrer deux champs opposés, bobinage à droite dans une gorge et à gauche dans la suivante, etc.

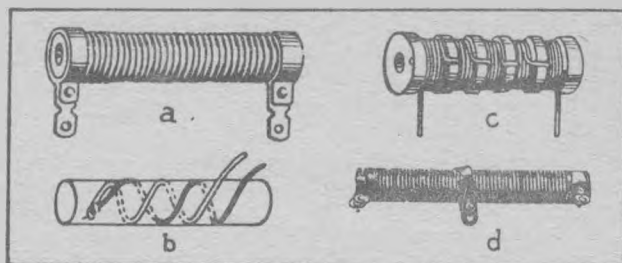


Fig. 21. — a) Résisteur bobiné normal. — a) Résisteur bobiné à gorges. c) Principe du bobinage bifilaire. — d) Résisteur à collier de prise.

Les résisteurs bobinés ont de sérieux avantages sur les autres. Ils dissipent beaucoup d'énergie sous un faible volume, résistent à une température assez élevée, peuvent être étalonnés avec une précision durable et ne donnent qu'un bruit de fond négligeable. Par contre, ils sont coûteux et délicats à partir de 1.000 ohms et ne peuvent guère dépasser 10.000 ohms dans les petits modèles.

Certains résisteurs bobinés sur un bâton de céramique portent, outre les deux colliers de fixation des extrémités, un troisième collier qu'on peut déplacer le long des spires mises à nu, réalisant un *résisteur à prise* utilisé comme diviseur de tension et comme résisteur ajustable (fig. 21-d).

RÉSISTEURS AGGLOMÉRÉS (fig. 22). — Ce sont des bâtonnets formés de noir de fumée aggloméré par de la résine synthétique. Plus il y a de résine, plus la résistivité est grande. Certains grains de carbone se touchent parfaitement, d'autres moins bien, d'autres pas du tout. Par conséquent, le courant dû à une faible tension passe uniquement par les

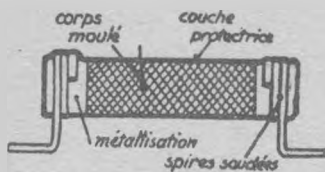


Fig. 22
Résisteur aggloméré.

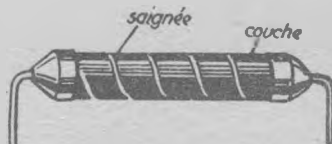


Fig. 23
Résisteur à couche de carbone.

bons contacts, mais l'élévation de la tension produit des arcs minuscules qui modifient la résistance du résisteur en perçant la pellicule de résine séparant certains grains.

De ce fait, les résisteurs agglomérés ont une résistance variable avec la tension. Ils ont aussi le défaut de produire un bruit de fond dû aux fluctuations des contacts entre

grains. En outre, leur résistance diminue quand la fréquence augmente.

Mais ils ont aussi de précieuses qualités. Ils supportent bien les surcharges qui seraient néfastes aux autres types et conviennent donc bien pour réduire les tensions d'alimentation qui ne dépassent pas 1.000 volts. En outre, leur résistance est facilement ajustable par meulage.

RÉSISTEURS A COUCHE DE CARBONE (fig. 23). — L'élément résistant est une couche de carbone déposée sur un bâtonnet de céramique par différents procédés : décomposition à chaud d'une couche d'hydrate de carbone qui laisse une pellicule de carbone, décomposition à haute température d'un hydrocarbure, etc. La résistance d'une telle couche est généralement assez faible, elle dépend de son épaisseur. Pour réaliser des résistances élevées, on pratique une saignée hélicoïdale à pas plus ou moins serré dans la couche de carbone, ce qui la transforme en un ruban plus ou moins long et étroit enroulé sur le bâtonnet isolant.

Le contact est assuré aux deux extrémités par des capuchons métalliques sertis, et la surface est protégée par une couche de vernis ou un tube de plastique.

Les résisteurs à couche de carbone ont une tension de bruit moindre que ceux agglomérés, leur résistance varie peu avec la tension. Mais ils sont plus fragiles, leur couche est vulnérable, l'hélice décrite par leur élément résistant a une inductance qui n'est pas négligeable aux très hautes fréquences et ils sont encombrants à partir d'une certaine puissance dissipée.

RÉSISTEURS MÉTALLISÉS. — Les premiers furent ceux de Løwe, formés d'une mince pellicule laissée par la condensation d'une vapeur métallique sur la paroi interne d'un tout petit tube de verre scellé. L'idée a été reprise, mais sous une autre forme : un tube de céramique reçoit à ses deux bouts un plongeur métallique plus ou moins long suivant la résistance indiquée, et prolongés par le fil de connexion. Ce tube a reçu un dépôt métallique par un procédé quelconque : condensation, réduction d'un sel dissous, précipitation d'une solution colloïdale, etc.

Ces résisteurs sont très stables, protégés contre l'humidité par une enveloppe étanche en bakélite et remarquables par leur tension de bruit très inférieure à celle des résisteurs au carbone.

ASSOCIATION DE DEUX RÉSISTEURS. — Pour réaliser une résistance précise sous contrôle de l'écoute ou d'un instrument, on peut augmenter par meulage la résistance d'un résistor aggloméré. On obtient cependant plus de précision en associant deux résisteurs en série ou en parallèle.

LA PUISSANCE NÉCESSAIRE. — Tout résistor, bobiné ou au carbone, porte l'indication de la puissance qu'il peut dissiper sans s'échauffer dangereusement : c'est, on le sait, le produit de sa résistance en ohms par le carré de l'intensité admissible en ampères ($W = RI^2$), ou encore le quotient de la tension en volts à ses bornes par sa résistance ($W = V^2/R$).

Par exemple, si un résistor de 20.000 ohms doit relier deux points

entre lesquels existe une tension de 100 volts, sa puissance marquée devra être au moins égale à $10.000/20.000 = 1/2$ watt. Nous choisirons plutôt un résisteur marqué 20.000 ohms — 1 watt, surtout s'il est placé dans un endroit où il se refroidit mal.

15. Les Potentiomètres.

Ce sont des résisteurs bobinés ou au carbone de forme circulaire, le long desquels glisse un curseur commandé par un axe central. On les utilise comme résistance réglable en ne mettant en circuit que la partie du résisteur comprise entre un bout et le curseur (*fig. 24-a*), ou comme diviseur

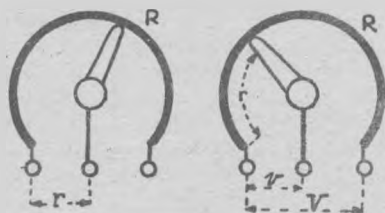


Fig. 24. — a) La résistance r n'est qu'une fraction variable de la résistance R totale du résisteur. — b) Pour un courant I dans R , $V = IR$ et $v = Ir$.

de tension en prélevant par le curseur une partie de la chute de tension résultant du passage d'un courant dans la totalité du résisteur (*fig. 24-b*).

La variation de la résistance r quand le curseur se déplace peut obéir à des lois différentes. Si le corps résistant est uniforme sur toute sa longueur, chaque degré dont on avance le curseur produit une augmentation constante, par exemple de 10 ohms, aussi bien au début qu'à la fin du parcours : la variation est dite *linéaire*. Dans d'autres potentiomètres, la variation de résistance par degré augmente progressivement quand le curseur avance suivant une loi de croissance organisée.

Par exemple, elle est de 10 ohms pour le premier degré, $10 \times 1,2 = 12$ ohms pour le second, $12 \times 1,2 = 14,4$ ohms pour le troisième, $14,4 \times 1,2 = 17,3$ ohms pour le quatrième, et ainsi de suite en multipliant par 1,2 la variation précédente. La loi de variation est alors dite *logarithmique*, la résistance en service grandit ou diminue proportionnellement à la valeur qu'elle vient d'atteindre.

16. — Les condensateurs.

On sait qu'un condensateur est formé de deux électrodes séparées par un isolant ou diélectrique. Si on applique une différence de potentiel entre les électrodes, un courant passe pour raréfier les électrons sur une électrode et les passer sur l'autre, ce qui produit dans le diélectrique un champ électrique qui emmagasine de l'énergie.

Cette énergie est proportionnelle : 1° à la différence de potentiel appliquée aux électrodes et 2° à la capacité du condensateur, qu'on mesure en farads. Un condensateur

qui aurait 1 farad de capacité recevrait une charge de 1 coulomb* pour une différence de potentiel de 1 volt. Comme le farad est une unité énorme, on utilise pour les gros condensateurs le *microfarad* qui vaut un millionième de farad (symbole μF) et pour les petits condensateurs, le *picofarad* qui vaut un millionième de microfarad (symbole pF).
Donc :

$$1 \mu F = 10^{-6} \text{ Farad, et } 1 pF = 10^{-12} \text{ Farad.}$$

L'énergie en watts emmagasinée dans le champ électrique est égale à la moitié du produit de la capacité *en farad* par le carré de la tension en volts existant entre les électrodes.

Si $S \text{ cm}^2$ est la surface des électrodes en regard, $d \text{ cms}$ la distance qui les sépare et K la constante diélectrique de l'isolant qui les sépare, la capacité en picofarads est :

$$CPF = KS/4 \pi d, \text{ ou } 0,08842 KS/d \quad [8]$$

Notez cependant que S n'est pas la surface totale de chaque électrode, mais seulement la partie qui fait face à l'autre électrode. Notez aussi que d doit être très petit comparé à S afin de pouvoir négliger la correction qui serait nécessaire à cause de la dispersion du champ électrique vers les bords des armatures (*fig. 25*).

La formule ci-dessus montre qu'on peut augmenter la capacité en augmentant la surface utile, en diminuant l'écartement des électrodes ou en choisissant un diélectrique avec un K élevé. Dans le condensateur simple de la figure 25,

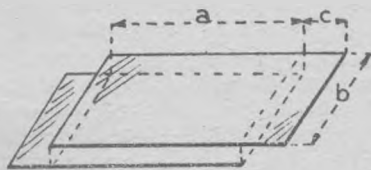
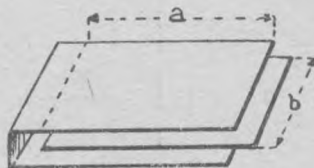


Fig. 25. — La surface qui compte est $a \times b$, car celle $c \times b$ n'est pas en regard de l'autre armature.



Ici, le diélectrique est l'air.
Fig. 26. — L'électrode centrale a ses deux faces en regard de l'autre électrode.

chaque lame ne travaille que par celle de ses faces tournée vers l'autre lame. Mais si nous l'intercalons entre deux lames de polarité opposée (*fig. 26*) ses deux faces seront utilisées et la surface utile sera doublée. Pour réaliser les gros condensateurs, on empile donc des lames métalliques minces séparées par des lames de diélectrique, on réunit toutes les lames paires et toutes les lames impaires pour former les deux armatures : s'il y a n paires de faces en regard, la surface utile S est n fois celle d'une face.

Le choix du diélectrique est important, car pour une même surface et une même épaisseur les capacités obtenues peuvent être très différentes, selon leur *constante diélectrique* K dont les valeurs sont indiquées dans le tableau II pour quelques diélectriques courants. C'est ainsi que deux

(*) Rappelons que 1 coulomb est la quantité d'électricité véhiculée par 1 ampère en 1 seconde.

électrodes de 1 cm² séparées par 1 mm de céramique au titanate de strontium donnent la même capacité que deux lames carrées de 16 cms de côté séparées par 1 mm d'air.

TABLEAU II
CARACTERISTIQUES DES DIELECTRIQUES
à la température normale

Diélectrique	Constante diélectrique à 1 MHz	Rigidité Kv par mm.	Facteur de puissance à 1 MHz
Air	1	5	0
Ebonite	3 à 4,5	30	0,006 à 0,014
Verre	6 à 7	15 à 30	0,01 à 0,005
Mica	5,4	150	0,0001 à 0,0003
Paraffine	2,25	35	0,001
Celluloid	4	10 à 14	0,039
Bakélite	4,5	14	0,014
Polyéthylène	2,25	40	0,0003
Quartz fondu	3,8	60	0,0002
Flexiglass	2,6	16	0,015
Oxyde de titane	90 à 170	—	0,006
Titanate de strontium.....	250	—	0,0001

On peut augmenter la capacité en réduisant l'épaisseur du diélectrique, mais on est limité dans cette voie par la *rigidité électrique* de la matière, c'est-à-dire sa résistance au percement par l'étincelle qui tend à se produire entre les électrodes sous une tension donnée. Cette tension « explosive » en kilovolts par millimètre d'épaisseur est indiquée ci-dessus, mais il faut noter que pour l'air elle diminue rapidement avec l'écartement : 60.000 volts suffisent pour percer 13 cms d'air, à cause de l'ionisation.

17. — Pertes dans les condensateurs.

Un condensateur restitue moins d'énergie qu'il n'en a reçu, une partie est dissipée en chaleur, surtout dans le diélectrique. Outre que celui-ci n'est pas un isolant parfait,

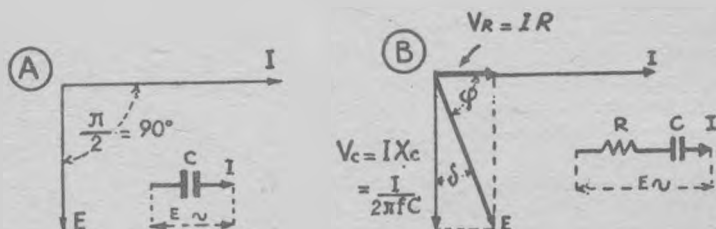


Fig. 27. — A : Les vecteurs V et I dans un condensateur parfait.
B : Relations vectorielles dans un condensateur imparfait.
V_r = Tension aux bornes de la résistance visqueuse R.
V_c = Tension aux bornes d'un condensateur parfait C.

il oppose aux charges et décharges successives une sorte de viscosité. Le condensateur obéit en rechignant aux sollicita-

trons de la tension alternative, tout se passe comme si une résistance était branchée en série sur le condensateur parfait.

Au § 62 du PRÉCIS D'ELECTRICITÉ, on a vu que dans un condensateur parfait le courant alternatif est en avance sur la tension d'un quart de période ou $\pi/2$ radian et que la puissance dépensée est nulle. Mais c'est trop beau pour être vrai en pratique : la résistance due à la viscosité diélectrique intervient, l'angle de déphasage φ entre la tension et l'intensité devient inférieur à $\pi/2$ (fig. 27). Le courant I passe à la fois dans la résistance R parasite et dans la capacité X_c du condensateur supposé parfait. Dans la première, le courant est en phase avec la tension, il est « watté » et l'énergie dissipée est $W = I^2 R$. Dans la seconde, il est déphasé d'un quart de période par rapport à la tension, il est « déwatté » et l'énergie dissipée est nulle.

Comme le montre la figure 27, la f.e.m. E appliquée aux armatures est la résultante des tensions V_r et V_c qui apparaissent sur la résistance R et la capacitance $X = 1/2\pi f c$. Elle est déphasée par rapport à l'intensité d'un angle φ inférieur à $\pi/2$. Le complément δ s'appelle l'angle de perte. On voit que la perte en watts est égale à $EI \sin \delta$, ou $EI \cos \varphi$.

L'angle de perte est généralement faible, si bien que sa mesure en radian peut être confondue avec son sinus et sa tangente. Par conséquent, l'angle de perte δ , $\sin \delta$, $\text{tg } \delta$ et $\cos \varphi$ sont des expressions équivalentes du facteur de puissance d'un diélectrique.

La valeur de la « résistance visqueuse » du diélectrique qui s'ajoute en série avec le condensateur idéal est :

$$R \text{ série} = X \cos \varphi = \frac{\text{facteur de puissance}}{2\pi f C} \quad [9]$$

On peut aussi considérer la résistance comme étant en parallèle avec le condensateur idéal, et sa valeur est alors :

$$R \text{ parallèle} = x / \cos \varphi = \frac{1}{\text{facteur de puissance} \times (2\pi f C)} \quad [10]$$

Il y a toutefois d'autres causes de pertes que la viscosité diélectrique (résistance des armatures, fuites dues à l'humidité, effet corona en haute tension, contacts imparfaits).

18. — Les condensateurs fixes.

C'est le diélectrique utilisé qui détermine le type du condensateur et ses possibilités d'applications.

a) Pour les usages courants de la radio, on emploie surtout *les condensateurs au papier*, formés de deux longues bandes métalliques très minces séparées par des bandes de papier paraffiné ou imprégné de résines spéciales. L'ensemble est roulé serré pour tenir moins de place, et scellé dans un tube de verre ou de carton imperméable. Deux fils de connexion scellés à chaque bout prennent contact avec les armatures. Récemment, on a encore réduit le volume en enroulant deux bandes superposées de papier laqué très mince, recouvert d'une micro-couche d'aluminium, et on les a mis à l'abri de l'humidité en les imprégnant d'huile sous vide. Un nouveau progrès vient d'être réalisé en remplaçant le papier par un film extrêmement mince de matière plastique à haute rigidité et à constante élevée.

Les condensateurs au papier sont économiques et peuvent

atteindre une capacité importante sous un volume assez faible, mais leurs pertes ne sont pas négligeables. En outre, le papier qu'on cherche à faire très mince présente des faiblesses locales où peuvent naître des étincelles qui mettent la pièce hors d'usage (on dit que le condensateur est claqué). Pour y obvier autant que possible, on superpose deux et même trois feuilles de papier (fig. 28).

b) Quand la sécurité est primordiale ou quand les pertes doivent être réduites au minimum, on emploie les condensateurs au mica et les condensateurs céramiques. Comme on

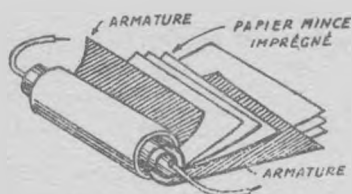


Fig. 28. — Anatomie d'un condensateur au papier, boîtier enlevé.

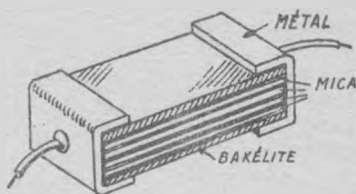


Fig. 29. — Anatomie d'un condensateur au mica, boîtier enlevé. Les armatures sont en trait gras.

ne peut rouler le mica, on empile alternativement des pellicules de métal et des lames minces de mica, on réunit les armatures paires, puis les impaires, on serre le tout entre deux flasques et parfois on le scelle dans une enveloppe étanche. Les condensateurs au mica sont chers et ne dépassent guère $0,1 \mu F$ (fig. 29).

Les condensateurs céramiques sont faits d'un tube ou d'un disque mince de céramique à haut pouvoir diélectrique (à base de titane) argenté de part et d'autre pour former les deux armatures. Ils n'existent également qu'en faibles capacités.

c) Quand on a besoin d'une importante capacité sous un faible volume et quand on peut tolérer une légère fuite, on fait appel aux condensateurs électrolytiques ou

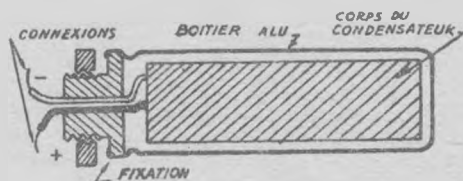


Fig. 30. — Anatomie d'un condensateur électrolytique pour filtrage du courant redressé. La cathode est souvent réunie au boîtier et il ne sort que le fil +. Il existe aussi des condensateurs doubles dans le même boîtier.

« chimiques » (fig. 30). Ils sont formés de deux armatures d'aluminium, généralement deux feuilles, séparées par du papier filtré imprégné d'une gelée d'électrolyte telle qu'une

solution d'acide borique. Le tout est enfermé dans une enveloppe close pour limiter la dessiccation de la gelée. On applique aux deux feuilles métalliques une tension continue supérieure à la tension de service, ce qui oxyde l'anode. Or, l'oxyde d'aluminium ou alumine est un diélectrique excellent, et comme sa couche est très mince, la capacité est importante avec une faible surface : en effet, les deux armatures ne sont pas les deux feuilles métalliques, *mais celle qui a été oxydée et l'électrolyte*, l'autre feuille ne servant qu'à amener le courant à celui-ci.

Si on forme une couche d'alumine ultra-mince, la capacité sera considérable, mais elle ne résistera qu'à une différence de potentiel de quelques volts. Au contraire, si la couche est épaisse, elle peut supporter jusqu'à 500 volts, mais la capacité est moindre. On l'améliore cependant en attaquant chimiquement la surface de l'anode avant de former la couche d'alumine, afin d'augmenter ainsi sa surface active en la rendant rugueuse.

Les condensateurs électrolytiques sont bon marché, mais ils laissent normalement fuir un peu de courant. Ils sont « polarisés », c'est-à-dire qu'ils ne doivent jamais être soumis à un courant continu même faible de sens contraire à celui qui a formé la couche d'alumine : l'anode doit toujours se trouver du côté +. Enfin, leurs caractéristiques se modifient avec l'âge et la température.

● Quel que soit le diélectrique, il perd rapidement ses qualités en s'échauffant et peut claquer sous une tension inférieure à celle prévue.

Or, l'échauffement est proportionnel aux pertes, et celles-ci au facteur de puissance, donc à la tension appliquée et à la fréquence. Par conséquent, la tension que peut supporter un condensateur diminue à mesure que grandit la fréquence. Par exemple, tel condensateur au mica qui résisterait à 1.000 volts à la fréquence de 50 Hz ne résiste plus qu'à 200 volts pour 1 mégahertz. La dégradation de la rigidité électrique est bien plus importante encore pour les condensateurs au papier. On voit que les condensateurs soumis à une haute tension continue à laquelle se superpose une tension à fréquence musicale doivent être d'excellente qualité.

19. — Les condensateurs variables.

On les utilise surtout pour accorder sur une fréquence déterminée des circuits où l'énergie mise en jeu est très faible. Il importe donc que les pertes soient réduites au minimum et que le même réglage reproduise très précisément la même capacité.

A l'époque héroïque qui a précédé la suprématie du poste alimenté par le secteur, nous avons vu éclore toute une floraison de condensateurs variables basés sur les principes les plus inattendus. Certains enrroulaient un tissu métallique sur une armature cylindrique, d'autres faisaient plonger de curieuses stalactites dans des grottes métalliques, ou rapprochaient ingénieusement des armatures à profil spécial, ou faisaient coulisser un jeu de lames dans un autre dont les lames était laquées ou plaquées de bakélite. Mais on

s'est vite aperçu que la rotation valait mieux que la translation, la rigidité mieux que la souplesse, l'air mieux que la bakélite et la variation de surface mieux que celle d'écartement des armatures. Aujourd'hui, la construction est à peu près stabilisée sur un seul principe : les deux arma-

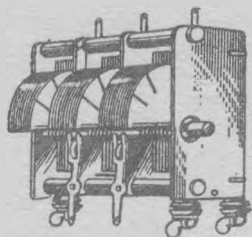


Fig. 31. — Condensateur variable triple.

tures sont des assemblages de lames métalliques parallèles avec le même écartement, l'une d'elles forme le stator isolé de la carcasse, l'autre le rotor, relié électriquement à la carcasse. En tournant, les lames du rotor pénètrent plus ou moins entre celles du stator sans les toucher (*fig. 31*).

Les lames du rotor sont profilées de façon à obtenir une loi de variation déterminée. Par exemple, l'angle de rotation

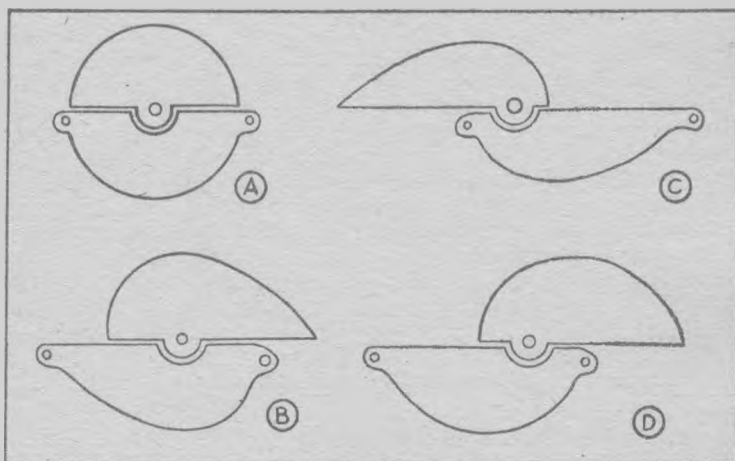


Fig. 32. — Profils des lames de condensateurs variables.

- A. Variation linéaire de capacité (C croît comme l'angle de rotation).
- B. Variation linéaire de longueur d'onde (C croît comme le carré de l'angle).
- C. Variation linéaire de fréquence (C croît comme l'inverse du carré).
- D. Variation logarithmique (C croît proportionnellement à sa valeur immédiate).

est proportionnel à la capacité (*fig. 32-a*), à la longueur d'onde (*fig. 32-b*), ou à la fréquence de résonance du circuit (*fig. 32-c*) ou encore la variation de capacité est logarithmique, chaque degré de rotation augmentant d'un même pourcentage la capacité déjà atteinte (*fig. 32-d*). Et comme on doit le plus souvent accorder plusieurs circuits sur la

même fréquence avec le minimum de manœuvres, on réunit deux, trois et parfois quatre condensateurs identiques dans une même carcasse, avec un axe commun pour tous les rotors. Une des lames mobiles de chaque rotor est souvent divisée en pétales par des saignées radiales, afin de permettre de corriger légèrement la capacité atteinte à certains angles de rotation : il suffit, pour cela, de fléchir plus ou moins un pétale, pour l'approcher ou l'éloigner de la lame correspondante du stator.

Les condensateurs variables à air n'ont pratiquement pas de pertes dans le diélectrique tant que l'écartement des lames est suffisant pour éviter la décharge par effluves (effet corona). Malheureusement, ils sont volumineux, lourds, fragiles, coûteux, rapidement envahis par la poussière à moins d'être scellés dans un boîtier, et ils ne se font qu'en faibles capacités (1.000 pF et moins). En les choisissant, on veillera aux points suivants :

1° Construction robuste, rigide, indéformable ;

2° Lames assez épaisses pour ne pas vibrer, même si elles sont à proximité du haut-parleur ;

3° Contacts parfaits entre lames et leurs supports, et surtout entre le rotor et la masse. Ne pas compter sur le contact aux paliers, il faut une connexion spéciale : balai, ou mieux « queue de cochon » en tresse de cuivre. Le spiral ne vaut rien en ondes courtes ;

4° Centrage parfait des lames du rotor dans l'espace laissé par celles du stator, et centrage durable, donc :

5° Paliers sérieux, précis, avec épaulements de l'axe pour éviter son déplacement longitudinal qui ferait varier la capacité (*) ;

6° Isolement du stator par un diélectrique à faible facteur de puissance, non hygrométrique, si possible hors du champ électrique et assez développé pour ne pas être court-circuité par les dépôts de poussière ;

7° Capacité minimum très faible (dite capacité résiduelle) afin d'avoir un rapport maximum/minimum aussi grand que possible ;

8° Lames à surface très conductrice et inoxyidable.

(*) On peut s'étonner de cette affirmation, puisqu'une lame mobile qui s'approche davantage d'une lame fixe s'éloigne d'une autre lame fixe de la même quantité, si bien que l'écartement moyen n'est pas modifié par le déplacement longitudinal de l'axe. Voyons ceci.

La capacité entre une lame fixe et une face de lame mobile centrée est $KS/4\pi d$ (formule 8). Pour les deux faces de la lame mobile, nous

avons donc : $2 KS/4\pi d$, ou $\frac{KS}{2} \cdot \frac{2}{4\pi d}$.

Décentrons la lame mobile d'un écart e , la distance entre lames devient $d + e$ pour une face et $d - e$ pour l'autre, et la capacité totale fournie par la lame mobile devient :

$$\frac{KS}{4\pi} \frac{1}{d+e} + \frac{KS}{4\pi} \frac{1}{d-e} = \frac{KS}{4\pi} \frac{(d+e) + (d-e)}{(d+e)(d-e)}$$

c'est-à-dire : $\frac{KS}{4\pi} \frac{2d}{d^2 - e^2}$, ou $\frac{KS}{4\pi} \frac{2}{d - e^2/d}$.

Tout se passe comme si l'écartement moyen des lames avait diminué de e^2/d . La capacité augmente d'abord lentement, puis de façon « explosive » quand l'axe se déplace longitudinalement.

● Pour l'accord occasionnel de circuits à fréquence fixe, on utilise de petits condensateurs ajustables appelés *trimmers*. Certains sont à air, les deux armatures étant montées sur un support en stéatite. La plupart sont faits d'une lame métallique fixe recouverte d'une lame de mica et d'un ressort plat qu'une vis de réglage rapproche plus ou moins de la lame fixe.

On a récemment déterré une vieille idée pour réaliser les trimmers : un tube isolant métallisé extérieurement, dans lequel plonge plus ou moins un tube métallique.

Signalons aussi les condensateurs au mica « grattables ». C'est une lame de mica argentée sur ses deux faces, les pellicules d'argent forment les deux armatures protégées par un vernis. La capacité est fixe, mais on peut la réduire à la valeur voulue en grattant partiellement l'argent sur une face. Ces condensateurs n'existent comme les trimmers qu'en faibles capacités.

20. — Bobines et transformateurs.

Nous supposons connues du lecteur les notions fondamentales du self-induction, induction mutuelle, coefficient de couplage, transformation, hystérésis et courants de Foucault qui ont été exposées dans notre *Précis d'Electricité*.

Les bobinages utilisés en radio sont très différents, selon la fréquence, la tension et l'énergie mise en jeu. Par exemple, il n'y a de commun que le nom entre un transformateur chargé d'alimenter un récepteur et un transformateur pour hyperfréquences : le premier est une masse compacte de tôles de fer et de fil de cuivre, tandis que le second n'est qu'un curieux raccord de plombier, sans même un centimètre de fil.

La classification la plus logique est basée sur la fréquence, car la structure des bobinages se modifie profondément quand on parcourt la gamme des fréquences, tandis qu'une variation de puissance ou de tension n'affecte guère que les dimensions et les soins apportés à l'isolation.

21. — Les bobinages à fréquence du secteur.

Pour fournir aux divers circuits du récepteur les tensions et courants dont ils ont besoin, on utilise généralement un transformateur alimenté par le secteur alternatif à 50 Hz et bâti comme un transformateur industriel monophasé, aux dimensions près : beaucoup de spires sur beaucoup de fer pour avoir une self-induction importante avec un faible courant magnétisant — noyau magnétique fermé — fer feuilleté à faible hystérésis et grande perméabilité pour réduire les pertes — fil émaillé pour tenir moins de place.

Il y a généralement un primaire à prises pour s'accommoder des diverses tensions des secteurs et plusieurs secondaires pour alimenter les filaments des tubes, celui de la valve et enfin le circuit de haute tension continue qui exige le redressement de deux alternances du courant alternatif. La figure 33 donne le schéma d'un transformateur d'alimentation classique. Remarquez l'écran électrostatique placé entre le primaire et les secondaires : c'est un feuillet métal-

lique qui fait un tour incomplet, car ses bords ne doivent pas se rejoindre afin de ne pas constituer une spire en court-circuit qui agirait comme un secondaire parasite. Il est relié à la masse et a pour but d'empêcher que les parasites du secteur ne passent dans le secondaire à haute tension, et de là dans les circuits du récepteur.

Dans un bon transformateur d'alimentation, les tôles sont minces et friables (tôles à faibles pertes), les dimensions généreuses, les couches de fil isolées les unes des autres par une feuille de papier imprégné, et le tout est enfermé dans

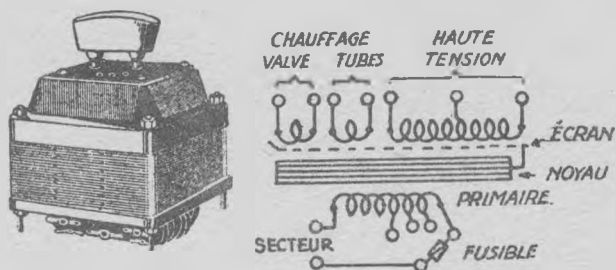


Fig. 33. — Transformateur d'alimentation de récepteur.

un capot métallique qui serre les tôles pour les empêcher de vibrer à la fréquence du secteur. Les meilleurs sont en outre imprégnés d'huile sous vide.

Sa compagne est la *bobine de filtrage* qui collabore par son inductance élevée à aplanir les ondulations du courant redressé à haute tension afin d'en faire un courant continu aussi honnête que possible. Ici encore, beaucoup de fil sur beaucoup de fer, mais comme le courant continu présent pourrait saturer le fer et réduire l'efficacité du filtrage, on ménage un entrefer étroit dans le circuit magnétique.

22. — Les bobinages à basse fréquence (BF).

Ce sont les transformateurs utilisés pour transférer d'un circuit à l'autre les tensions et l'énergie aux fréquences musicales comprises entre 16 et 15.000 Hz. Il s'agit de transmettre fidèlement toute la gamme sans avantager une fréquence ni en ajouter de nouvelles — du moins en théorie, car la réalité est beaucoup moins brillante.

Pour bien transmettre les plus basses fréquences, un transformateur doit avoir une grande inductance à son primaire pour ces fréquences, ce qui signifie beaucoup de spires sur un noyau magnétique feuilleté et fermé. Comme le primaire est généralement parcouru par un courant continu superposé aux fréquences musicales, on ménage un faible entrefer pour prévenir la saturation. Pour bien transmettre les fréquences élevées, les bobinages doivent avoir une capacité répartie très faible. Il faut donc éviter le trop proche voisinage des spires à potentiels très différents, comme celles d'entrée et de sortie d'un même enroulement. On bobine en couches bien séparées, ou mieux à couches obliques progressives (§ 26) avec une séparation assez épaisse

entre le primaire et le secondaire. Parfois, les bobinages sont des galettes mises en série.

La transmission fidèle d'une large bande de fréquences exige un transformateur à faibles pertes magnétiques avec des enroulements copieux et aérés sur un large fer, à moins d'employer un noyau à haute perméabilité en alliage spécial tel que le permalloy, qui permet d'en réduire le volume, mais non le prix.

23. — Les bobinages à haute fréquence (HF).

En haute fréquence, le courant se propage surtout à la surface des conducteurs : c'est l'effet pelliculaire (skin effect), d'autant plus accusé que la fréquence est élevée.

La cause de ce phénomène se trouve dans le champ magnétique créé par le courant et qui entoure le conducteur comme un manchon, avec ses lignes de force concentriques. Comme une partie du flux est à l'intérieur du conducteur, le centre de celui-ci a une inductance plus grande que la surface, surtout aux HF, et le courant passe de préférence à l'endroit où il rencontre le moins d'opposition.

Par conséquent, la résistance apparente d'un conducteur est beaucoup plus grande en HF qu'en BF, et surtout qu'en courant continu, car sa section utile est réduite à ses couches superficielles. La première idée qui se présente est d'augmenter la section, mais le remède n'est pas fameux, car en grossissant le fil, nous augmentons les pertes par courants de Foucault, puisqu'il est plongé dans son propre champ magnétique alternatif. La seconde idée consiste à grossir le fil, mais en supprimant son centre puisqu'il est

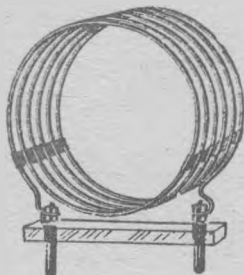


Fig. 34. — Bobinage d'émetteur à ondes courtes.
(Tube de cuivre.)

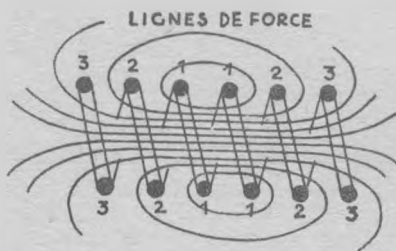


Fig. 35. — Les spires 1 sont soumises à un champ plus intense que celles 2 et surtout 3.

inutile. C'est celle qu'on utilise pour les bobinages des émetteurs à ondes courtes, où les bobinages sont faits en tubes de cuivre (fig. 34). Enfin, pour les petits bobinages des récepteurs, on emploie du *fil divisé* dont voici la recette : Prenez trois fils émaillés très fins et faites-en un toron — prenez trois de ces torons et faites un toron à neuf fils — prenez trois torons à neuf fils et faites un toron à vingt-sept fils, qui est votre conducteur à haute fréquence, où chacun des fils revient périodiquement à la surface, ce qui donne à toute

la masse une inductance à peu près uniforme et une résistance apparente faible en HF.

Toute la technique des bobinages HF est gouvernée par le souci d'éviter les pertes d'énergie par interaction des spires augmentant la résistance apparente du bobinage, par viscosité diélectrique de l'isolation, par courants de Foucault et par hystérésis quand il y a un noyau magnétique.

La première cause tient à ce que, dans un bobinage sans noyau, toutes les spires ne sont pas soumises à la même intensité de champ (fig. 35). Là où le champ est le plus intense, l'inductance des spires l'est aussi, si bien que chaque spire produit dans les autres un effet semblable à l'effet pelliculaire.

24. — Le facteur Q.

Toutes ces pertes d'énergie forment un total W variable avec la fréquence quand la bobine est parcourue par un courant I : par conséquent, tout se passe comme si elle avait une résistance R , telle que $W = RI^2$ (loi de Joule). Cette résistance apparente en courant alternatif augmente beaucoup avec la fréquence, elle ne doit pas être confondue avec la résistance en courant continu qui est plus faible. On l'appelle la *résistance en haute fréquence* ou *résistance HF* de la bobine ou du circuit.

On comprend sans peine qu'à la fréquence considérée, la résistance HF doit être aussi faible que possible par rapport à l'inductance $2\pi fL$ ou ωL , L étant le coefficient de self induction de la bobine. En fait, le rapport inductance/résistance est le coefficient de mérite d'une bobine à la fréquence donnée, et il est tellement important qu'on lui a donné le symbole Q , initiale de qualité :

$$Q = \omega L/R \quad [11]$$

Nous verrons bientôt qu'il représente le pouvoir amplificateur de la bobine.

La forme, la perméabilité magnétique, les dimensions, le

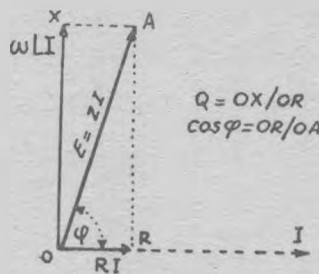


Fig. 36.

fil, l'isolant, la fréquence, le nombre de couches et leur disposition influent sur le Q . Celui d'un mauvais bobinage oscille entre 10 et 30, mais il peut atteindre 200 et même davantage dans une excellente bobine moderne.

Remarquons en passant que l'inverse de Q , c'est-à-dire $R/\omega L$, vaut à peu près le facteur de puissance $\cos \phi$. Dans la figure 36,

la diagonale $E = ZI$ représente la f.e.m. appliquée à la bobine, elle est égale au produit de l'intensité par l'impédance totale Z (loi d'Ohm). Elle se décompose en deux tensions (loi du parallélogramme des forces) qui sont RI et ωLI . La première est la chute de tension dans la résistance dynamique R , la seconde est celle qui se produit dans l'inductance pure $\omega L = 2\pi fL$.

Le courant I est en retard sur la force électromotrice E d'un angle φ , dont le cosinus est le facteur de puissance du circuit que nous supposons réduit à la seule bobine. Dans notre exemple, c'est une très mauvaise bobine, car son $Q = \omega LI/RI = 3$, tandis que son $\cos \varphi = RI/ZI = 0,31$: elle gaspille en chaleur plus des $2/3$ de l'énergie qu'on lui fournit. Dans une bonne bobine, la diagonale E se confondrait presque avec la verticale ωLI , et RI serait presque nul.

25. — La capacité répartie.

Pour des raisons que nous exposerons plus loin, la bobine idéale serait une inductance pure, sans résistance ni capacité. Malheureusement, de telles bobines ne se construisent qu'en Utopie. Tout ce que nous pouvons faire, c'est réduire au minimum la capacité répartie et la résistance dynamique.

La capacité répartie est la somme des capacités élémentaires existant entre les spires. En effet, l'impédance produit une chute de tension progressive le long de la bobine, les spires sont à des potentiels différents et agissent entre elles comme des armatures de condensateurs. Tout se passe comme si les spires d'une bobine sans capacité étaient réunies par de minuscules condensateurs, ou encore comme si un condensateur était branché à demeure aux bornes de la bobine idéale (fig. 37).

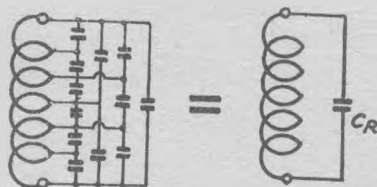


Fig. 37. — Capacité répartie d'une bobine.

Puisque l'énergie mise en jeu dans une capacité C est égale à $CV^2/2$, il est évident que les capacités élémentaires les plus gênantes sont celles qui existent entre des spires dont les potentiels sont très différents : donc, les spires extrêmes d'une bobine ne doivent pas être parallèles et très rapprochées si leur surface est un peu importante, et il faut éviter de les séparer par un diélectrique à fort K qui augmenterait encore la capacité répartie.

26. — Bobines à air.

Le bobinage le plus simple est le solénoïde à une couche ; très utilisé pour les fréquences supérieures à 1 MHz. C'est aussi l'un des meilleurs, car il est robuste et varie peu avec la température. Comme ses spires s'écartent régulièrement

à mesure que leur différence de potentiel augmente, la capacité répartie est faible.

Le calcul approché de la self-induction d'une bobine à une couche se fait aisément par la formule de la figure 38, et plus aisément encore à l'aide du calculateur à disque qu'on trouve dans le troisième volume de cette collection : *Précis de dépannage radio*. Aux fréquences élevées, on réduit la résistance dynamique en bobinant avec du tube ou du fil divisé de section suffisante pour réduire la résistance passive, mais sans exagération pour éviter de trop fortes pertes par courants de Foucault. On choisit judicieusement les dimensions pour utiliser le moins de fil possible, et on

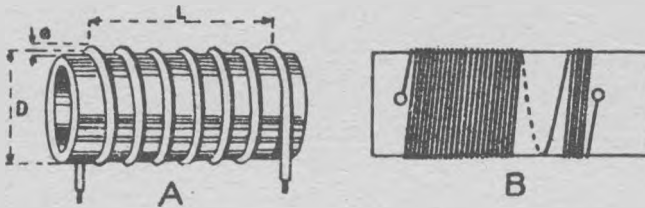


Fig. 38. — Bobinages à une couche.

$$\text{Self en } \mu \text{ H} = \frac{0,5 L^2 N^2}{3D + 9L + 10e} \quad (\text{tout en centimètres}).$$

bobine sur un mandrin isolant à faible facteur de puissance pour éviter les pertes par viscosité. Ce mandrin est souvent réduit à sa plus simple expression, et parfois même supprimé (fig. 34).

Comme le montre la figure 38-B, on peut faire varier la self en déplaçant le long du mandrin quelques spires extrêmes. La variation est faible, mais suffisante pour obtenir un réglage précis.

● Les bobines à plusieurs couches sont destinées à des fréquences moins élevées. Le bobinage semblable à celui des bobines de fil des couturières ne convient guère, car la fin de la deuxième couche vient longer le début de la pre-

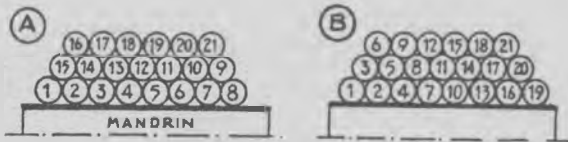


Fig. 39. — A : Bobinage ordinaire à trois couches.

B : Bobinage à couches obliques progressives.
(Chaque cercle est une section du fil.)

mière, ce qui donne une capacité importante (fig. 39-A). Pour réduire celle-ci, on peut :

1° Bobiner à couches obliques progressives (fig. 39-B) ;

2° Réaliser des bobinages plats de faible longueur à spires croisées, dits « nid d'abeilles », duolatéral ou universel (fig. 40-A) ;

3° Bobiner en plusieurs galettes minces enfilées sur le

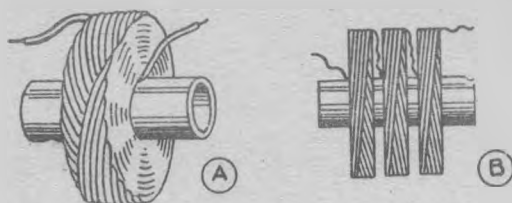


Fig. 40.

A. Nid d'abeilles.

B. Bobine à trois nids d'abeille.

même support et connectées en série dans le bon sens (fig. 40-B).

● Les transformateurs à haute et moyenne fréquence comprennent deux bobinages à couplage étroit ou lâche, suivant les besoins. Dans le premier cas, on bobine le second enroulement sur le premier, après avoir interposé un séparateur isolant pour diminuer la capacité entre enroulements. Dans le second cas, ils se font suite sur le mandrin et leur distance est d'autant plus grande que le couplage doit être plus lâche. Il y a parfois sur le même mandrin — surtout dans les anciens appareils — deux transformateurs distincts ayant chacun leur primaire et leur secondaire (bobinages petites et grandes ondes).

Quand le couplage doit être très serré pour assurer le maximum de transfert d'énergie du primaire au secondaire, et lorsque la capacité entre enroulements est sans importance, on bobine en une seule opération les deux enroulements en utilisant un double fil dont l'un constitue le primaire et l'autre le secondaire. Le couplage peut atteindre 95 à 98 % avec cet enroulement bifilaire.

27. — Bobinages à noyau magnétique.

On sait que la self-induction d'une bobine est inversement proportionnelle à la réluctance de son circuit magnétique. Si donc nous remplaçons l'air par un corps n fois plus perméable, nous multiplions par n la self-induction de la bobine, donc son Q — du moins théoriquement. En pratique, le miracle est un peu moins admirable, car une partie du flux passe toujours par l'air, même si le noyau magnétique est un circuit fermé (*). D'autre part, la présence du noyau entraîne forcément des pertes par courants de Foucault et

(*) Seuls, les bobinages toroïdaux n'ont pas de perte de flux. Ce sont de longs solénoïdes ou bobinages cylindriques à une couche qui sont courbés en anneau, de telle façon que les deux extrémités se rejoignent. Ils peuvent être réalisés sur un anneau en fer feuilleté, ou en fil de fer isolé et enroulé jusqu'à la section désirée, ou en fer pulvérulent aggloméré par un isolant.

par hystérésis, ce qui réduit le Q en augmentant la résistance en haute fréquence.

En haute fréquence, il ne peut être question de noyau magnétique en tôles, même à faibles pertes, car les pertes par courants de Foucault y seraient inacceptables. Il faut diviser la matière à l'extrême pour réduire au minimum la boucle parcourue par ces courants induits parasites, et la poudre de fer ainsi obtenue est agglomérée avec le minimum de matière plastique ou céramique isolante.

On employa d'abord des pellicules de fer électrolytique broyées, puis du ferro-nickel friable qu'on réduisait mécaniquement en poudre. Aujourd'hui, on utilise surtout un composé chimique liquide, le fer pentacarbonyle que l'on décompose par la chaleur dans une enceinte, ce qui dépose sur les parois des sphères de fer dont le diamètre est d'environ 5 microns. Ce fer pulvérulent constitue environ 70 % du noyau. La perméabilité est toutefois assez faible, de 25 à 35 fois plus que l'air. On peut la porter jusqu'à 125 en utilisant de la poudre de permalloy au molybdène.

Mais un récent progrès vient d'être accompli avec les « Ferroxcube » qui sont des céramiques obtenues en chauffant au-dessus de 1.000° (frittage) un mélange d'oxyde de fer (ferrite) avec une poudre d'oxyde d'un autre métal bivalent, manganèse-zinc ou nickel-zinc. La résistivité est très élevée, ce qui rend négligeables les pertes par courants de Foucault, la perméabilité oscille entre 700 et 1.500, le Q des bobines est en général double de celui atteint par l'emploi des noyaux en fer pulvérulent.

La *fig. 41* montre deux types de noyaux magnétiques HF courants. Le premier (A) est fermé, il consiste en deux capsules magnétiques formant boîtier après assemblage par

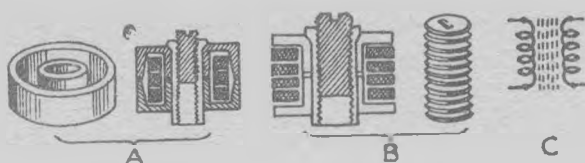


Fig. 41. — Noyaux magnétiques H. F.

un tube central (noyau « en pot »). Les enroulements sont de minuscules galettes ou nids d'abeilles, parfois bobinés sur une poulie en trolitul ou polystyrène à gorges multiples. On peut régler la valeur de la self-induction en enfonçant plus ou moins une vis magnétique dans le tube central. Le second (B) est à noyau ouvert. Deux poulies isolantes réunies par un tube central ou une poulie à gorges multiples en matière isolante reçoivent les bobinages, et une vis magnétique est enfoncée plus ou moins dans le trou central pour régler la valeur de la self-induction.

Un transformateur muni d'un noyau magnétique en fer pulvérulent ou en ferroxcube se représente symboliquement dans les schémas par la *fig. 41-C*.

28. — Le blindage.

Si vous appliquez un potentiel variable à un conducteur, ou si vous y faites passer un courant variable, son voisinage est envahi par un champ électrique ou magnétique variable. Si la variation est assez rapide, un train d'ondes électromagnétiques peut être expédié très loin. Réciproquement, tout autre conducteur placé dans ce champ ou ce

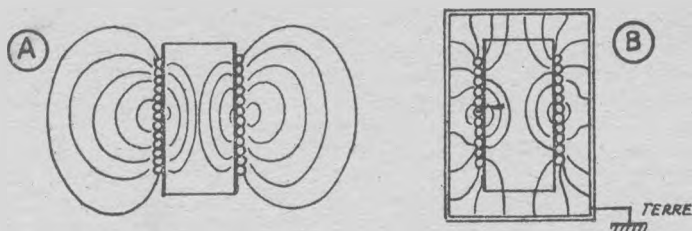


Fig. 42. — Champ électrique.

A. Bobine nue. — B. Bobine blindée (une tôle métallique suffit).

train d'ondes devient — par influence ou induction — le siège d'un potentiel ou d'un courant variables. Remplacez les conducteurs par des bobines, l'effet est encore amplifié.

Ce phénomène n'est pas toujours désirable, et il est souvent nécessaire d'empêcher un conducteur ou une bobine d'asperger le voisinage ou de recevoir des champs perturbateurs. On peut y arriver par un blindage approprié.

1° Contre le champ électrostatique, nous connaissons le remède : c'est la cage de Faraday, qui constitue un court-circuit pour les lignes de force si sa résistance est assez faible (fig. 42).

2° Contre le champ magnétique à haute fréquence, le remède est le même, mais il faut une cage épaisse, parfaite-

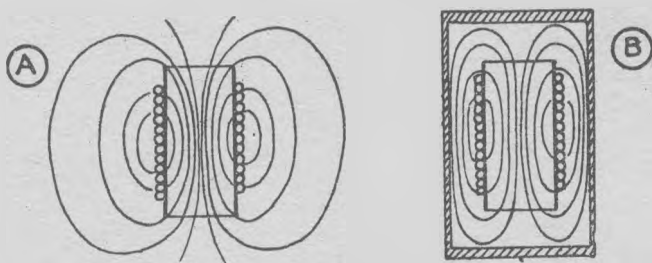


Fig. 43. — Champ magnétique:

A. Bobine nue. — Bobine blindée (Fonds épais sans coupure radiale, joints électriques parfaits si le blindage est en plusieurs pièces).

ment conductrice et suffisamment éloignée de la bobine, sous peine d'augmenter beaucoup la résistance dynamique de celle-ci (fig. 43).

Le fonctionnement est en effet le suivant : le blindage —

et surtout ses deux extrémités qui font face aux bouts de la bobine — constitue une spire en court-circuit qui agit comme le secondaire d'un transformateur dont le bobinage est le primaire. Il naît donc dans ce blindage parfait un courant induit qui engendre un flux magnétique égal et opposé au flux de fuite de la bobine et les deux flux se contre-balancent. Mais attention ! Toute résistance de la part du blindage, outre qu'elle rompt l'équilibre des flux et rend le blindage inefficace, gaspille une partie de l'énergie par effet Joule. Comme cette énergie provient nécessairement de la bobine, cela équivaut à augmenter la résistance de celle-ci et à diminuer son Q . D'autre part, si le blindage s'approche trop de la bobine, il augmente sa capacité répartie et diminue beaucoup sa self-induction en contre-balançant la majeure partie de son flux.

Donc, un blindage en aluminium ou mieux en cuivre rouge suffisamment épais, éloigné du bobinage pour n'annuler que le champ de fuite, parfaitement clos et surtout sans coupure longitudinale qui empêcherait le passage des courants circulaires induits, constitue à la fois un écran électrique et magnétique efficace à la condition de le réunir au potentiel zéro de la terre. On blinde de même les connexions chatouilleuses, mais comme le champ magnétique ne les touche guère, on se contente d'une mince gaine conductrice mise à la masse, en prenant toutes précautions s'il y a lieu pour réduire sa capacité avec le conducteur.

Il résulte de ce qui précède qu'une bobine sans flux extérieur n'aurait pas besoin de blindage magnétique, C'est le cas des bobines toroïdales (voir note, § 27), et théoriquement de celles qui ont un noyau magnétique fermé (transformateurs d'alimentation ou B.F., bobinages H.F. en « pot » magnétique, *fig. 41-A*). En réalité, ces dernières ont toujours un flux de fuite qui est justiciable d'un blindage magnétique supplémentaire.

3° Contre le champ magnétique à basse fréquence ou continu, un blindage conducteur est inefficace, car les courants induits y sont trop faibles ou nuls. Il faut un blindage à haute perméabilité magnétique pour en court-circuiter les lignes de force. On utilise à cet effet des alliages spéciaux tels que les permalloys et le mu-métal.

IV. — LA RÉSONANCE

Son cœur est un luth suspendu
Sitôt qu'on le touche il résonne.

BÉRANGER.

Comme les langues d'Esopé, l'oscillation est la meilleure et la pire des choses, c'est à la fois l'âme ou le pêché de presque tous les appareils électroniques, selon qu'elle se produit avec ou sans notre consentement. Il est donc fort important de s'en faire une idée claire, sous peine de ne pas comprendre grand-chose à la radio.

Nous ne pouvons pas voir l'électricité osciller dans les circuits et c'est bien dommage. Mais nous pouvons nous en former une image en observant l'oscillation d'une lame vibrante qui a beaucoup de choses à nous apprendre.

29. — Oscillations mécaniques.

Dans un étau, nous avons pincé le bout d'une lame de ressort terminée par une masselotte (fig. 44). Une impulsion fournit une certaine dose d'énergie au système qui se met à osciller à une fréquence déterminée par l'élasticité de la lame et la masse terminale. Avec un ressort long ou mince et une masselotte assez lourde, les oscillations seront lentes et faciles à observer.

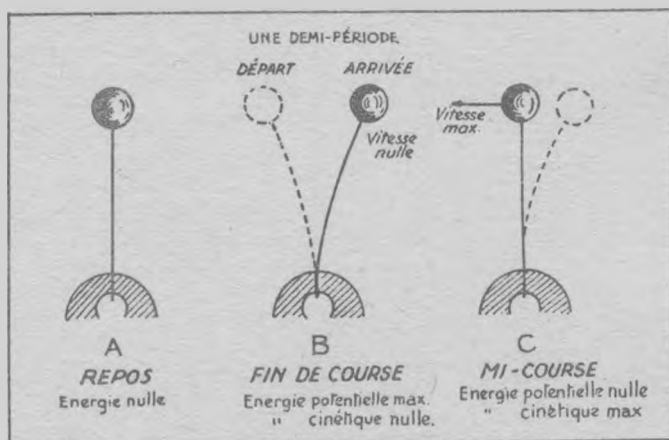


Fig. 44. — Oscillation d'une lame à masselotte.

Pendant sa course, la masselotte tend le ressort en lui cédant son énergie de mouvement (cinétique) puis s'arrête

à bout de souffle (*fig. 44-B*). A ce moment, le ressort contient toute l'énergie au repos ou potentielle, il s'en sert pour renvoyer la masselotte dont la vitesse devient maximum à mi-course. Elle est alors chargée d'énergie cinétique, tandis que le ressort est complètement détendu et ne contient plus rien (*fig. 44-C*). Puis la masselotte recommence à tendre le ressort en perdant sa vitesse donc en cédant son énergie jusqu'à nouvel arrêt avant de rebrousser chemin.

L'oscillation n'est en somme qu'une transformation périodique d'énergie potentielle en énergie cinétique, et vice versa.

Mais les oscillations s'affaiblissent, parce que l'énergie du système se dissipe dans diverses résistances : brassage de l'air, frottement moléculaire. Ce sont des oscillations amorties. Pour avoir des oscillations toujours égales en amplitude, il faut les entretenir, injecter au système, à chaque oscillation et dans le bon sens, juste assez d'énergie pour lui rembourser ses frais de voyage. C'est le rôle de l'échappement en horlogerie, du coup de reins en balançoire.

Le ménage ressort-masselotte a une cadence qui lui est chère. Si nous lui donnons des impulsions à une autre cadence, il résistera et nous devons faire effort pour lui imposer la fréquence étrangère : c'est le régime des *oscillations forcées*. Au contraire, si les impulsions arrivent au bon moment dans un système peu amorti, les oscillations s'amplifient considérablement. C'est pourquoi les troupes en marche rompent le pas sur les ouvrages d'art, de peur que la cadence ne coïncide avec leur fréquence d'oscillation naturelle et n'entraîne une catastrophe comme celle du pont suspendu d'Angers, en 1850.

Voici mieux. Soulevons l'étau d'une seule note d'un piano et frappons un coup sur le cadre. Cela revient à lui fournir une gerbe de fréquences différentes qui excitent la corde libérée, mais seule sa fréquence propre rencontre sa sympathie et la fait vibrer à l'unisson : nous l'entendons longtemps chanter toute seule. C'est le phénomène de *résonance*, qui, a permis à la corde de choisir, dans le fouillis de fréquences que nous lui présentions, celle qui convenait à son accord et celle-là seulement. Nous verrons bientôt que les circuits accordés de radio et de télévision ne procèdent pas autrement.

30. — Oscillations électriques.

La Nature est une vieille dame qui raconte toujours les mêmes histoires, mais en changeant les noms et quelques détails. Nous pouvons donc nous attendre à retrouver les mêmes principes dans la plupart des oscillations.

Qu'elles soient mécaniques, acoustiques, hydrauliques ou électriques, il y a toujours de l'énergie qui s'immobilise après avoir tendu quelque chose, puis se remet en marche par la détente de ladite chose. Dans un tuyau d'orgue, par exemple, l'équivalent de la masselotte est la masse de la colonne d'air dont certaines portions vibrent sur place, tandis que son élasticité joue le rôle du ressort (*fig. 45*). Dans les vagues, le vent donne l'impulsion, l'eau fournit la masse et l'attraction terrestre ou gravité donne l'élasticité.

En électricité, c'est la même chose. Dans un circuit oscil-

lant, nous retrouvons une masse et une élasticité : la première est le champ magnétique d'une self-induction L , la seconde est le champ électrique d'une capacité C (fig. 46). Chargeons C à la tension V et observons sa décharge dans L .

A première vue, on pourrait penser que les électrons mas-

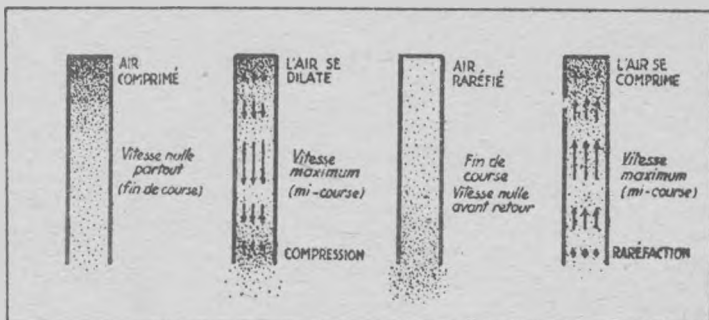


Fig. 45. — Oscillation en quart d'onde de la colonne d'air d'un tuyau sonore fermé à un bout (sifflet, orgue, etc.).
Comparez avec la fig. 1, stades 3, 5, 7, 1.

sés sur la plaque négative se précipitent vers la positive via le circuit, s'y tassent emportées par l'élan en vidant la plaque négative et que tout recommence en sens inverse. C'est logique mais c'est faux, car les électrons sont extrêmement légers, leur vitesse de parcours dans les conducteurs ne dépasse pas quelques centimètres par seconde dans les

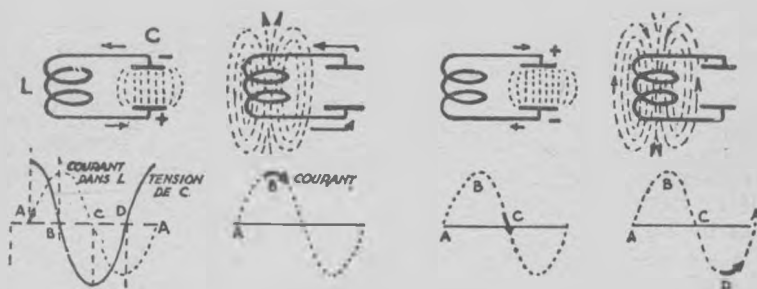


Fig. 46. — Quatre phase d'une période de l'oscillation électro-magnétique.

1. Courant et champ magnétique nuls, champ électrique maximum.
2. Courant et champ magnétique max, champ électrique nul, s'inverse.
3. Courant et champ magnétique nuls, champ électrique maximum et inversé.
4. Courant et champ magnétique max et inversés, champ électrique nul, s'inverse.

meilleures conditions et nous avons complètement ignoré la self-induction.

Le mécanisme réel est un peu plus élaboré :

a) La capacité chargée est le siège d'un champ électrique,

assimilable à une tension élastique de l'espace *, et contient une certaine énergie potentielle $W = CV^2/2$. Au début de la décharge, la tension V fait naître dans la self un champ magnétique qui n'aime pas qu'on le bouscule, car il est assimilable à une « masse d'espace » en mouvement qui opposerait son inertie à tout ce qui cherche à l'accélérer ou la retarder. Ce champ magnétique réagit contre toute variation qu'on veut lui imposer en suscitant dans la self une force contre-électromotrice V' proportionnelle à la *vitesse de variation* du courant et opposée à cette variation — en d'autres termes, V' est négatif, proportionnel à L et à la dérivée de l'intensité par rapport au temps :

$$\text{Force contre-électromotrice } V' = -L \frac{dI}{dt}$$

Cette force d'opposition est évidemment très grande au début de la décharge, puisque la variation d'intensité y est énorme (de zéro à quelque chose, l'écart est plus grand que de 1 à un milliard), mais elle diminue rapidement parce que la capacité se vidant, le courant varie moins vite.

b) Quand le courant est maximum, la capacité est déchargée, sa tension est nulle ainsi que son champ électrique. La décharge de C correspond à la portion AB de la courbe, (fig. 46). L'énergie potentielle a donc disparu. Par contre, le champ magnétique est maximum dans la self et c'est lui qui contient toute l'énergie sous forme cinétique, puisqu'il est issu du mouvement des électrons dans le conducteur. Du reste, cette énergie a pour expression : $W = LI^2/2$, calquée sur celle de l'énergie mécanique contenue dans la masselote lancée ($MV^2/2$).

c) La capacité étant vide, le courant devrait s'arrêter brusquement. Mais le champ magnétique réagit en suscitant encore une force électromotrice opposée à la variation d'intensité, donc tendant à faire durer le courant dans le même sens. Toutefois, cette f.e.m. conservatrice ne peut exister que si le champ faiblit, elle est proportionnelle à la vitesse de chute de l'intensité. Ce courant prolongé charge en sens inverse la capacité dont la tension croît et s'oppose progressivement au courant qui s'arrête quand la charge est complète. Cette phase est représentée par la portion BC de la courbe figure 46.

A ce moment, il n'y a plus de champ magnétique, car il a épuisé toute son énergie cinétique qui est maintenant emmagasinée sous forme potentielle dans le champ électrique de la capacité chargée à l'envers.

d) Les conditions sont devenues comparables à celles du début et les mêmes phénomènes vont se reproduire, mais dans l'autre sens : c'est la portion CDA de la courbe, qui termine le cycle.

Les oscillations se répèteraient indéfiniment sans nouvel

(*) En effet, l'énergie stockée par un ressort a pour expression :

$$W = \frac{1}{2} KP^2$$
où K est un coefficient caractéristique du ressort et P la pression qui le fait fléchir. Comparez avec l'énergie emmagasinée par une capacité.

apport d'énergie si la résistance du circuit était nulle. On peut montrer que les oscillations de la tension et du courant sont sinusoïdales. C'est le même courant qui passe dans la capacité et la self, et nous savons qu'il doit être *en avance* d'un quart de période dans C et *en retard* d'un quart de période dans L par rapport à la tension présente aux bornes de ces éléments. Par conséquent, les tensions sinusoïdales aux bornes de C et de L sont toujours opposées (fig. 47).

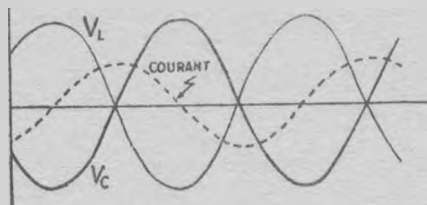


Fig. 47. — Relation de phase entre le courant, la tension aux bornes de la capacité (V_c) et de la self (V_L) dans un circuit non résistif.

On comprend intuitivement que la self et la capacité doivent être également influentes pour obtenir des oscillations équilibrées, puisque la même énergie fait le va-et-vient de l'une à l'autre. La force contre-électromotrice née dans la self doit être égale à celle qui se reforme dans la capacité : par conséquent, les réactances selfique (ou inductance) et capacitive (ou capacité) doivent être égales comme le veut la loi d'Ohm, puisque le même courant les traverse. Donc, nous aurons dans un circuit idéal sans résistance :

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$$

d'où il est facile de tirer* la *fréquence de résonance* ou naturelle :

$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	avec L en henrys C en farad f en hertz	[12]
-------------------------------	----------------------------------------------	------

C'est la très importante formule de Thomson.

Mais les unités henry et farad sont peu pratiques en radio, où l'on utilise surtout leurs sous-multiples. La formule ci-dessus peut prendre la forme plus commode :

$$f \text{ en kilohertz} = \frac{159.200}{\sqrt{\text{microhenrys} \times \text{picofarads}}}$$

Exemple: La fréquence de résonance d'un circuit formé d'une self de $5\ \mu\text{H}$ et d'une capacité de $25\ \text{pF}$ est :

$$f = \frac{159.200}{\sqrt{5 \times 25}} = \frac{159.200}{11,2} = 14.200 \text{ KHz environ.}$$

En examinant la formule, on voit que ce qui détermine

(*) Comme ceci :

Multiplions les deux membres de l'égalité par $2\pi fC$, il vient :

$$4\pi^2 f^2 LC = 1.$$

Isolons f^2 , en divisant par $4\pi^2 LC$:

$$f^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC}$$

En extrayant la racine carrée, nous obtenons la formule de Thomson.

la fréquence de résonance, ce n'est pas la valeur de la self, ni celle de la capacité, mais la valeur de leur produit. La même fréquence sera obtenue, par exemple, en triplant L et divisant C par 3, ou en faisant l'inverse.

31. — L'amortissement intervient.

Le mouvement perpétuel n'existe qu'en astronomie et dans l'imagination des inventeurs du Concours Lépine. D'abord, tout conducteur a une résistance qui ne s'annule qu'à l'inaccessible 0° absolu et augmente beaucoup en haute fréquence par effet pelliculaire. D'autre part, les oscillations du champ magnétique induisent des courants de Foucault dans tous les corps conducteurs qu'il baigne, en commençant par son propre bobinage. Le diélectrique qui se trouve dans le champ électrique toujours présent même dans la self à cause de sa capacité répartie suit ses variations en rechauffant et les freine tel un liquide visqueux. De plus, aucun isolant n'est parfait à la seule exception du vide absolu. Tout circuit oscillant rayonne une partie de son énergie en ondes électromagnétiques s'il n'est pas un de ces oscillateurs creux utilisés en ondes centimétriques.

On arrive bien à réduire — sans les supprimer tout à fait — l'augmentation de résistance en HF et les courants de Foucault en bobinant avec du fil divisé. On diminue les pertes dans les diélectriques en utilisant les isolants spé-

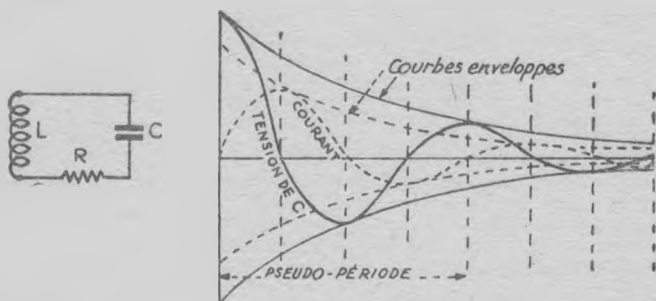


Fig. 48. — Décharge d'une capacité dans un circuit oscillant amorti ($R^2 < 4L/C$) Les courbes enveloppes sont exponentielles.

ciaux et le plus d'air possible. Mais il subsiste toujours une certaine résistance qu'on peut considérer comme concentrée dans une résistance R en série avec le reste du circuit supposé sans résistance (fig. 48).

Quelle est son influence sur les oscillations ?

Remarquons d'abord que la perte d'énergie dans R est proportionnelle au carré de l'intensité ($W = RI^2$) et que l'énergie restante est aussi proportionnelle à ce carré ($W = LI^2/2$). Par conséquent, la perte d'énergie à chaque instant est toujours un même pourcentage de l'énergie restante. C'est la caractéristique d'une décroissance exponentielle (§ 10), comme le montre la figure 48. Elle est d'autant plus rapide que la résistance R est importante par rapport à la réactance X due à la self et à la capacité — autrement

dit, que le $Q = X/R$ du circuit est faible. On voit que les oscillations s'amortissent, les amplitudes successives diminuent suivant une courbe semblable au profil de la Tour Eiffel.

● Dans un circuit oscillant sans résistance où l'intensité maximum est I (intensité de pointe), on sait que l'intensité i au bout d'un temps t après ce maximum est :

$$i = I \sin 2\pi ft.$$

Avec la résistance R en série, cette formule devient :

$$i = I e^{-at} \sin 2\pi ft \quad (13)$$

avec $e = 2,718$ et l'amortissement $a = R/2L$.

● La fréquence du circuit diminue d'autant plus que le facteur de surtension Q est plus faible. Cette nouvelle fréquence, dite *naturelle*, est égale à celle de résonance multipliée par $\sqrt{1 - Q^2/4}$. L'écart est également très faible : avec les bobinages courants en T.S.F., Q atteint aisément 50, et l'écart ne dépasse pas 1/20.000. Il faudrait $Q = 3$, donc un très mauvais bobinage, pour noter une différence de fréquence de 1 %.

● Le rapport entre les amplitudes de deux oscillations successives est évidemment inférieur à 1, puisqu'elles diminuent régulièrement. On voit dans la formule encadrée 13 que c'est le facteur e^{-at} qui fait diminuer l'intensité à mesure que le temps s'écoule. Pour connaître le rapport de décroissance cherché, il suffit de remplacer t par la durée d'une période, soit $T = 1/f$, et nous avons :

$$I'/I = e^{-aT}.$$

aT est donc le logarithme naturel du rapport de deux amplitudes positives successives. En remplaçant a et T par leur valeur, il devient par une transformation facile (*).

$$\delta = \pi/Q. \quad (14)$$

qu'on appelle le *décroissement logarithmique* du circuit. C'est le rapport de l'énergie dissipée à l'énergie totale présente pendant une demi-période.

● Pour qu'un circuit puisse osciller, il faut que son amortissement ne soit pas trop grand, sinon toute l'énergie potentielle contenue dans la capacité se dissiperait dans la résistance au cours de la première décharge, qui pourrait être fort longue.

On montre que l'oscillation ne peut avoir lieu quand la résistance en série dépasse la racine carrée de $4L/C$. D'où une remarque intéressante :

Puisque la fréquence de résonance est fixée par le produit LC , elle ne varie pas quand on augmente L et diminue C proportionnellement, ou vice versa. Mais si nous augmentons L plutôt que C , $4L/C$ croît et R devient moins influent, donc l'amortissement est moindre. Donc : à résistance égale, un circuit oscille mieux quand sa self-induction est prépondérante.

... Malheureusement, quand on augmente la self-induction, la résistance a souvent la fâcheuse habitude d'en faire autant, si bien qu'il faut se contenter d'un compromis.

32. — Le circuit résonnant en série.

C'est l'un des circuits les plus utilisés en électronique. La figure 48 montre de quoi il s'agit : une self-induction L , une capacité C , une source de tension alternative E et l'inévi-

$$(*) \quad aT = \frac{R}{2Lf} = \frac{\pi R}{2\pi fL} = \pi \frac{1}{Q} = \pi/Q$$

table résistance R, le tout en série. Le même courant doit traverser en même temps L, C et R. La self L lui oppose son inductance $2\pi/L$ et le déphase d'un quart de période *en retard* sur la tension. La capacité C lui oppose sa capacitance $1/2\pi/C$ et le déphase d'un quart de période *en avance* sur la tension. Nous savons* que la réactance totale du circuit est la différence entre l'inductance et la capacitance parce qu'elles sont de signe contraire.

$$X = 2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}$$

Ceci vu, il existe évidemment une fréquence pour laquelle $X = 0$: c'est celle qui correspond à l'égalité de l'inductance et de la capacitance, et nous avons vu plus haut que cette égalité conduisait à la formule de Thomson :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

C'est la *fréquence de résonance*, qui ne dépend que du produit LC.

A cette fréquence privilégiée, il ne reste plus en circuit que la résistance R pour limiter l'intensité à la valeur $I = E/R$ qui peut devenir considérable si R est très faible : le circuit résonnant en série équivaut à un court-circuit quand la fré-

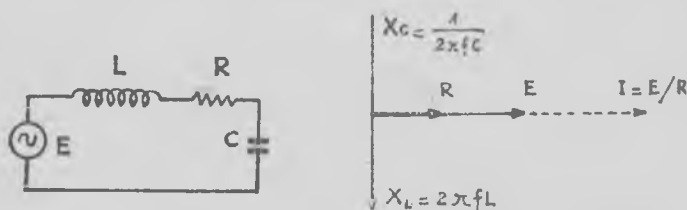


Fig. 49. — Circuit résonnant en série.

A la résonance, X_L et X_C se compensent exactement, l'impédance Z du circuit se réduit à R, I est en phase avec E.

quence de la source est celle de sa résonance. En outre, le déphasage est nul, puisque la capacitance et l'inductance tirent à hue et à dia avec une égale influence (fig. 49).

Quand on s'éloigne de la fréquence de résonance, le charme est rompu : si la fréquence augmente, la capacité se laisse plus aisément traverser, mais la self oppose une inductance plus forte, la réactance du circuit n'est plus nulle et l'intensité diminue. Si la fréquence diminue, c'est la capacitance qui augmente et qui n'est plus équilibrée par l'inductance réduite, et l'intensité est encore plus faible qu'à la résonance. Dans les deux cas, nous avons donc deux oppositions au passage du courant : la résistance R et la réactance X égale à la différence entre l'inductance et la capacitance. Dans R, le courant est en phase avec la tension. Dans X, il est déphasé d'un quart de période *en avant* de la

(*) Voir PRÉCIS D'ELECTRICITÉ, § 63.

tension si la capacitance est la plus forte et *en arrière* si c'est l'inductance qui l'emporte.

Que va devenir l'intensité ainsi sollicitée dans deux directions croisées ? Elle prendra la direction intermédiaire, où elle rencontrera l'opposition conjuguée de la réactance X et de la résistance R c'est-à-dire l'impédance Z du circuit. C'est, dans le diagramme polaire, la diagonale du rectangle construit avec X et R comme côtés. Par conséquent :

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

$$= \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} \quad \text{avec } \omega = 2\pi f \quad (15)$$

Le courant est $I = E/Z$, il est déphasé d'un angle φ par rapport à la force électromotrice E , en avant ou en arrière selon que la capacitance ou l'inductance prédomine. La *fig.* 50 montre que φ est l'angle qui a pour tangente trigonométrique le rapport $\frac{X_L - X_C}{R}$, ce qui permet de le calculer aisément à l'aide d'une table de tangentes.

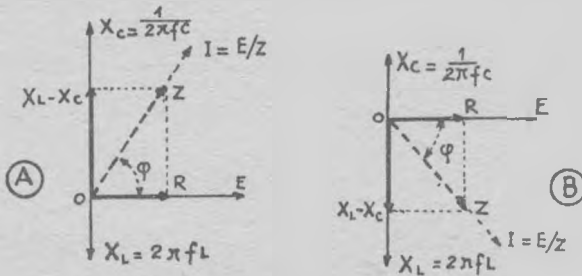


Fig. 50. — Diagrammes polaires hors résonance.
A. Excès de capacitance.
B. Excès d'inductance.

Dans les deux cas, $Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$.
(hypothénuse du triangle rectangle).

33. — La courbe de résonance.

Mais le courant qui traverse une réactance est « dévatté », la réactance ne produit aucune perte d'énergie parce que I y est déphasé d'un quart de période par rapport à E . Dans notre circuit, la perte est uniquement due à la résistance qu'on s'efforce de réduire au minimum, En d'autres termes, le facteur Q du circuit doit être aussi grand que possible. Remarquez que le Q du circuit total est plus faible que celui $\omega L/R$ de la bobine, parce que le condensateur et les conducteurs ont aussi des pertes, mais celles-ci sont ordinairement négligeables devant celles de la bobine et la différence est faible.

Bien qu'elles ne dissipent pas d'énergie, l'inductance ωL et la capacitance $1/\omega C$ ne restent pas inactives, et nous allons assister à l'un des miracles de la radio. Suivez bien. A la résonance, l'intensité n'est limitée que par R et sa valeur E/R peut être élevée. En traversant l'inductance, elle

y fait naître une tension $V = I \omega L = E \omega L/R$, suivant la loi d'Ohm. Mais $\omega L/R$ est justement le facteur Q de la bobine : par conséquent, il apparaît à ses bornes une tension égale à celle de la source *multipliée par le facteur Q* . De même, il naît aux bornes du condensateur une tension $V = I/\omega C$ qui lui est égale.

Cette surtension peut être considérable quand le Q du circuit est élevé. Par exemple, un circuit soigné avec une excellente bobine peut atteindre $Q = 200$. Si nous lui injectons un faible signal de 10 microvolts recueilli par une antenne et dont la fréquence soit celle de résonance du circuit, il apparaît aux bornes de sa self et de son condensateur une tension de signal 200 fois plus grande, soit 2 milli-

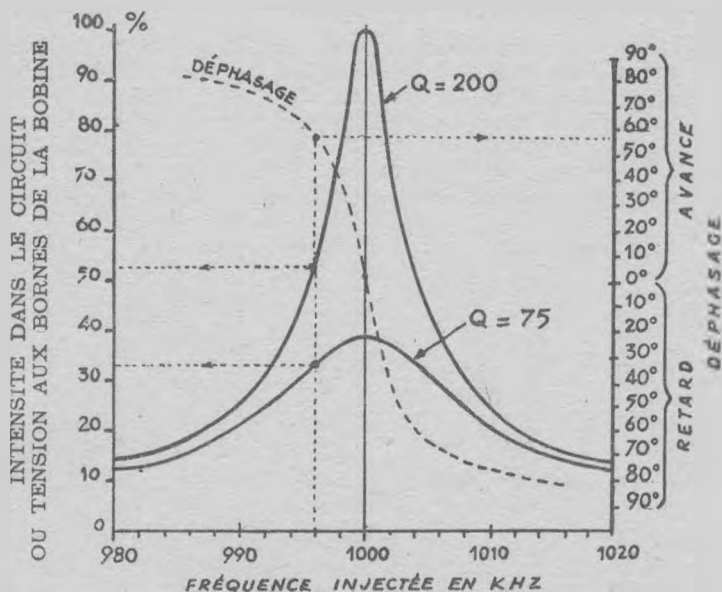


Fig. 51. — Courbes de résonance de deux circuits-série résonnant sur 1.000 KHz. Exemple : Quant la fréquence injectée descend à 998 KHz, l'intensité ou la tension à la bobine n'est plus que 52 % de celles atteintes à la résonance pour $Q = 200$, et l'intensité est de 57° en avance sur la tension, ce qui indique que l'impédance est capacitive.

volts, ce qui facilite considérablement le travail du récepteur.

C'est pourquoi le facteur Q s'appelle aussi *facteur de surtension* de la bobine ou du circuit.

Dès qu'on s'éloigne de la résonance, l'intensité diminue et la tension aux bornes de L et de C en fait autant. En même temps, l'angle de phase φ entre la tension et l'intensité, qui était nul à la résonance, augmente rapidement (fig. 51).

On peut se faire une idée concrète de ces variations en

appliquant les règles suivantes qui dérivent des équations ci-dessus :

Première règle. — Quand la fréquence de la tension injectée diffère de la fréquence de résonance de $1/2Q$ fois celle-ci, l'intensité est réduite à $1/\sqrt{2}$ ou 0,707 fois celle à la résonance, et le déphasage atteint 45° .

Deuxième règle. — Quand l'écart est de $1/Q$ fois la fréquence de résonance, l'intensité est réduite à 0,447 fois celle à la résonance, et le déphasage est de $63^\circ 5'$.

Par exemple, un circuit avec une bobine dont le $Q = 50$ résonne sur la fréquence 1000 Hz. Pour un écart de $1/2Q$, soit $1/100$ de 1000 Hz — autrement dit aux fréquences de 900 et 1100 Hz — l'intensité se trouve réduite à 70,7 % de sa valeur à la résonance.

34. — Le circuit résonnant-parallèle.

Il comprend encore une self-induction L et une capacité C avec leurs résistances associées, mais la source de tension les alimente en parallèle et non en série (fig. 52 A) et le courant se divise en deux branches dont l'une contient L et l'autre C . La résistance de la branche C est habituellement négligeable, ce qui réduit le schéma à la figure 52 B.

L'intensité du courant total dépend de l'impédance du cir-

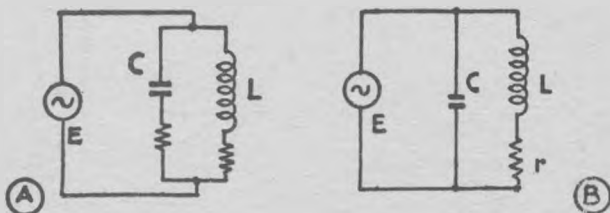


Fig. 52. — Circuit résonnant parallèle.

cuit résonnant pris en bloc. C'est la somme de deux impédances en parallèle, celle Z_C de la branche qui contient C et celle Z_L de la branche qui contient L :

$$\text{Impédance totale} = \frac{Z_L Z_C}{Z_L + Z_C}$$

Le Q des bobinages utilisés en radio atteint au moins 20, autrement dit leur résistance est au moins vingt fois plus faible que leur inductance aux fréquences de service. Dans le numérateur, nous pouvons donc remplacer sans grande erreur Z_L par l'inductance ωL et Z_C par la capacitance $1/\omega C$.

Or, à la résonance, $\omega L = 1/\omega C$. Par conséquent, le numérateur peut être remplacé par le carré de ωL , c'est-à-dire $\omega^2 L^2$. Quant au dénominateur, il n'est autre que l'impédance de L et C en série, et nous avons vu plus haut que l'inductance et la capacitance se neutralisent à la résonance : il ne reste plus au dénominateur que la résistance-série r de la bobine et nous pouvons écrire à la résonance :

$$\text{Impédance du circuit} = \omega^2 L^2 / r = \omega L Q.$$

et en remplaçant ωL par sa valeur $1/\omega C$, nous obtenons finalement l'importante formule :

$$\text{Impédance du circuit à la résonance} = \omega L Q = L/Cr \quad [16]$$

Cette impédance peut être considérable avec une bonne bobine. Par exemple, si $L = 180 \mu H$, $C = 141 pF$ et $Q = 50$, la fréquence de résonance est 1000 KHz, d'où :

$$\omega L Q = 6,28 \times 1.000.000 \times 0,000180 \times 50 = 57.000 \text{ ohms.}$$

C'est une véritable barrière pour le courant, d'où le nom de « réjecteur » ou « circuit-bouchon » qui lui a été donné.

Si nous traçons les courbes de variation de l'impédance aux fréquences voisines de la résonance, nous obtenons la figure 53, qui est exactement semblable à la figure 51, sauf

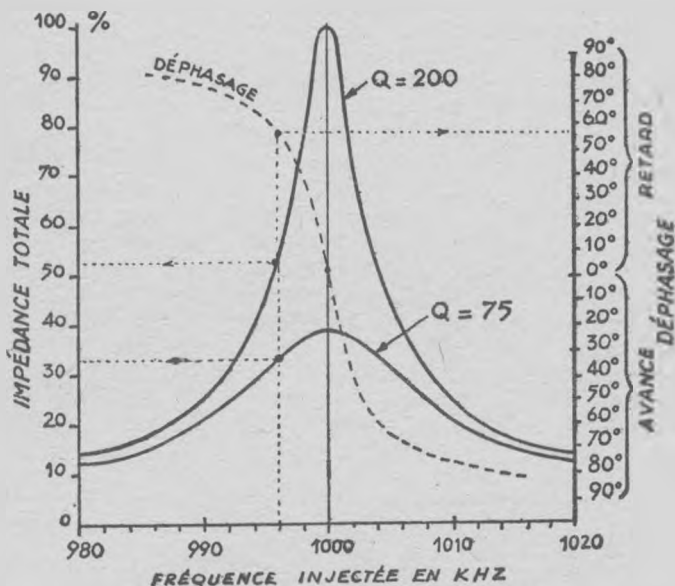


Fig. 53. — Courbes de résonance de deux circuits parallèle résonnant sur 1.000 KHz.

qu'il s'agit ici du contraire. Au lieu des variations du courant, les courbes représentent les variations de l'opposition au courant, une résistance au lieu d'une conductance — et le déphasage est également l'opposé : l'avance devient retard et vice-versa.

Par conséquent, le courant en ligne est très faible à la résonance, mais il augmente quand on s'en éloigne. Il ne faudrait pas croire pourtant qu'à la résonance il n'y a pour ainsi dire pas de courant dans L et dans C. Bien au contraire ! Dans la branche où se trouve L, il y a la force électromotrice E aux deux bouts, et l'impédance vaut à peu près ωL si la bobine est de bonne qualité : il passe donc un courant $I = E/\omega L$ qui diminue progressivement avec la

fréquence sans se soucier de résonance. De même, la branche capacitive est parcourue par un courant $I = E_0 C$ qui augmente progressivement avec la fréquence, en ignorant la résonance. Remarquez bien que ces deux courants sont chacun Q fois plus intenses à la résonance que le courant total !

Comment cela peut-il être ? Le secret, vous l'avez deviné : Le courant dans la self est à peu près en opposition de phase avec celui dans la capacité. Comme le montre la figure 54, les électrons vont se tasser sur une armature du condensateur en se raréfiant sur l'autre, puis c'est le con-

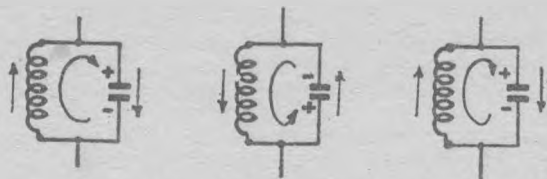


Fig. 54. — Les flèches indiquent le sens du courant.

traire qui a lieu, et ce va-et-vient constitue le courant dans la bobine. Ces échanges ont lieu « en famille », entre L et C , et pour être plus tranquilles L et C s'isolent du circuit au moment de la résonance à l'aide de leur formidable impédance conjuguée formant bouchon réjecteur.

Quand les branches ne sont pas de pures réactances, la résistance présente y déphase le courant (voir fig. 50) et les deux intensités ne sont plus en opposition de phase, mais font un angle inférieur à 180° . Leur résultante n'est plus nulle, mais réelle et en phase avec la tension, donc wattée. Et nous assistons à ce joli paradoxe : notre réjecteur laisse d'autant mieux passer le courant qu'il est plus résistant !

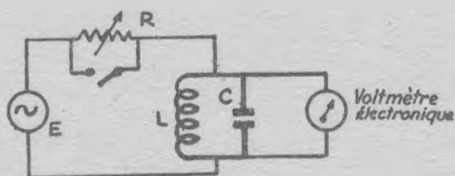


Fig. 55. — Mesure de l'impédance d'un circuit oscillant.

Car tout est paradoxal en haute fréquence et le gros bon sens comprend tout de travers s'il ne s'aide d'un peu de mathématiques.

● Pour mesurer l'impédance d'un circuit résonnant-parallèle il suffit (fig. 55) de mesurer la tension aux bornes de la bobine ou du condensateur, à l'aide d'un voltmètre sans consommation. quand on alimente le circuit à l'aide d'une source de tension stable à la fréquence de résonance du circuit. Ceci fait, on intercale le résisteur variable R en ouvrant l'interrupteur. On le règle jusqu'à réduire juste de moitié la lecture du voltmètre. A ce moment, la résistance R est égale à l'impédance du circuit résonnant.

Remarquez qu'on mesure ainsi toute l'impédance, y compris les résistances apportées par le câblage du circuit résonnant et le condensateur. Une mesure faite avec un ohmmètre ou un pont ne donnerait qu'un résultat fantaisiste. Une fois connue l'impédance, il est facile d'en déduire le Q du circuit.

36. — Sélectivité des circuits oscillants.

Parmi leurs nombreuses applications, les circuits oscillants nous offrent le moyen de pêcher, dans l'encombrement de l'éther, le programme que nous désirons à l'exclusion des autres.

Notre antenne réceptrice, battue par les ondes venues de toutes parts, est assimilable à un générateur qui fournit en même temps toutes sortes de tensions alternatives à toutes sortes de fréquences. Mais faisons passer le produit de sa pêche par un circuit oscillant accordé sur la fréquence du programme désiré : si c'est un circuit-série, il se laissera séduire par la composante de tension, l'amplifiera et lui livrera passage vers les autres circuits du récepteur, en même temps qu'il fermera la porte aux autres. Si c'est un circuit-parallèle, il suffit de le mettre en relation avec la terre : il y enverra toutes les fréquences indésirables qui peuvent le traverser, mais il arrêtera la composante qui a

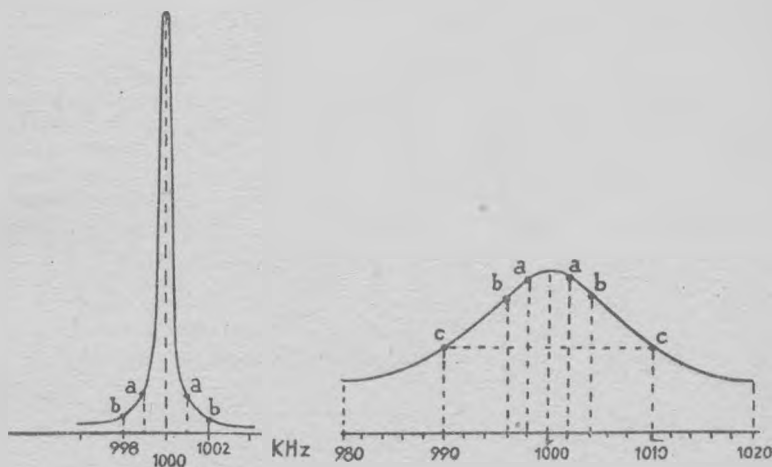


Fig. 56. — Sélectivité d'un circuit à Q élevé.

Fig. 57. — Sélectivité d'un circuit à faible Q .

(Les échelles sont différentes, mais les courbes ont une allure comparable.)

sa fréquence de résonance. En somme, le circuit-série agit comme saint Pierre qui n'ouvre le paradis qu'aux élus, tandis que le circuit-parallèle serait plutôt Cerbère qui laisse entrer tous les damnés en enfer et prie les élus de circuler... Dans les deux cas, le résultat est le même et un circuit vaut l'autre.

Mais ce n'est qu'un résultat approximatif, comme nous allons le voir.

Si le circuit oscillant a un facteur de surtension idéalement élevé, sa courbe de résonance monte « en chandelle » comme une immense stalagmite (fig. 56). Voilà qui va bien écarteler les gêneurs ! Ce serait parfait si nous ne voulions recevoir qu'une seule fréquence, mais une onde modulée de radiophonie occupe une bande de fréquences de 5 KHz de part et d'autre de la fréquence porteuse. Quant à l'onde de télévision, c'est une bande mille fois plus large qu'il lui faut ! Revenons à notre courbe de résonance de la figure 56. La fréquence porteuse étant de 1.000 KHz, la radiophonie demande la transmission uniforme des fréquences comprises entre 995 et 1.005 KHz au moins. Or, nous voyons que les fréquences 999 et 1.001 sont déjà rognées de 90 %, tandis que celles 998 et 1.002 le sont de 96 %, et cela va de mal en pis au fur et à mesure qu'on s'éloigne de la résonance. Résultat : toutes les aiguës de la modulation manquent à l'appel, il ne reste que du son de tonneau, l'audition subit une distorsion inacceptable.

Il faut donc élargir la bande passante. Un moyen bien simple se présente : diminuer le Q du circuit, ce qui donne la courbe de résonance B, figure 57. Ce n'est pas l'idéal, mais la bande de fréquences radiophoniques est déjà mieux rendue. Par exemple, les fréquences 999 et 1001 KHz (points a) ne subissent qu'une réduction insignifiante par rapport à celle de résonance, celles 998 et 1002 ne sont rognées que de 12 %, et même celles de 990 et 1010 (points c) passent encore à plus de moitié de leur amplitude relative. Oui, mais nous sommes déjà dans le domaine des émetteurs voisins qui viennent brouiller notre réception. Nous avons trop de sélectivité en A et pas assez en B... et la solution n'est même pas au milieu.

Ce qu'il nous faut, c'est une « courbe » de sélectivité plate en haut perdant 10 KHz pour transmettre fidèlement toutes les fréquences de la bande radiophonique, et pendant 10 mégahertz pour celle de télévision, avec des flancs tombant verticalement en falaises à chaque bout pour barrer la route à toutes les fréquences indésirables. En somme, la courbe idéale est un rectangle parfait. Mais cet idéal ne peut être obtenu qu'approximativement à l'aide de filtres compliqués.

Fort heureusement, l'oreille est une bonne fille qui ne remarque pas un léger affaiblissement des notes très aiguës correspondant aux fréquences de la bande passante qui sont les plus éloignées de la fréquence d'accord.

Un coup d'œil sur la figure 51 montre qu'un circuit de $Q = 200$ réduit les aiguës à 48 % (fréquences 995 et 1005 KHz). C'est beaucoup. Pour obtenir une réponse plus uniforme, il suffit d'admettre un peu d'amortissement, le Q descend à 100 et la règle n° 1 du § 33 nous dit que les mêmes aiguës conservent 70 % de leur valeur.

Maintenant, c'est la sélectivité qui laisse à désirer, mais nous la ferons réapparaître en mettant un second circuit accordé sur la même fréquence à la suite du premier (fig. 58). On voit que la courbe obtenue est beaucoup plus avantageuse que celle (en trait interrompu) d'un seul circuit de $Q = 200$: les flancs sont plus abrupts et cependant les fréquences cor-

respondant aux sons moyens et aigus sont mieux respectées. Avec trois circuits accordés, la courbe devient satisfaisante, elle se rapproche du rectangle idéal (en pointillé).

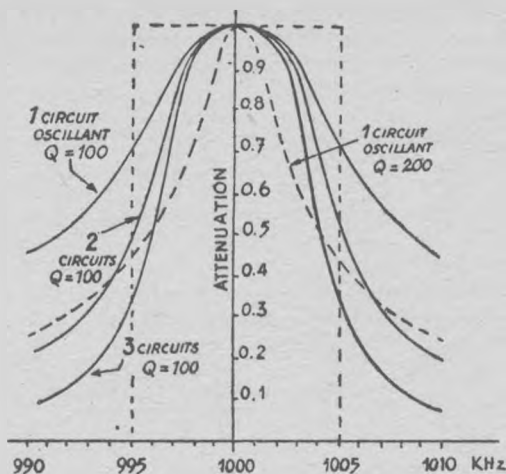


Fig. 58.

37. — Filtre passe-bande.

Les circuits oscillants ci-dessus agissent chacun pour leur compte, sans s'occuper de ce que fait celui qui le précède ou qui le suit : ils ne sont pas couplés et n'ont entre eux que des relations de fournisseur à client. Avec eux, nous obtenons bien une bande élargie et des flancs passablement escarpés, à la condition d'en mettre trois ou quatre en cascade en réduisant le facteur de surtension Q à une valeur assez basse, mais le sommet de la courbe de transmission n'est pas un plateau. On peut faire mieux avec les circuits oscillants couplés.

Dans ce qui va suivre, nous supposons que le lecteur possède les notions de couplage des circuits que nous avons exposées dans le « Précis d'Electricité » de la même collection. Nous nous bornerons donc à rappeler quelques définitions.

1. — Le coefficient de couplage k de deux circuits couplés par une impédance mutuelle Z_m est le quotient de Z_m par la racine carrée du produit des impédances de même nature Z_1 et Z_2 présentes dans chacun des circuits couplés :

$$k = Z_m / \sqrt{Z_1 Z_2}$$

L'impédance commune peut être une résistance, une capacité ou une inductance. Dans le cas de deux bobines de self L_p et L_s couplées inductivement (transformateur), c'est l'inductance mutuelle ωM , et nous avons :

$$\text{Coefficient de couplage } k = M / \sqrt{L_p L_s}$$

2. — L'impédance du circuit secondaire étant Z_s , le couplage a pour effet d'introduire dans le circuit primaire une impédance réfléchi $(\omega M)^2 / Z_s$.

3. — Le courant dans le primaire étant I_p , la f.e.m. induite dans le secondaire est $\omega M I_p$ et le courant secondaire est $\omega M I_p / Z_s$.

Ceci vu, considérons les figures 59-A et 59-B qui représentent deux filtres passe-bande d'usage courant en radio. Un bobinage primaire (self L_p et résistance R_p) est couplé

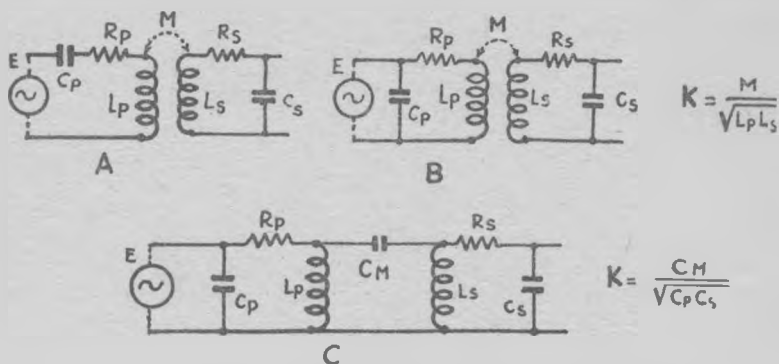


Fig. 59. — Circuits oscillants couplés (filtres de bande).

A. B. Couplage par induction mutuelle M .

C. — Couplage par capacité mutuelle C_m .

par l'induction mutuelle M au bobinage secondaire (self L_s et résistance R_s). Les capacités C_p et C_s accordent les deux circuits à la fréquence centrale de la bande désirée. Le filtre B ne diffère du filtre A que par son excitation en parallèle au lieu de série, les résultats sont équivalents. On utilise

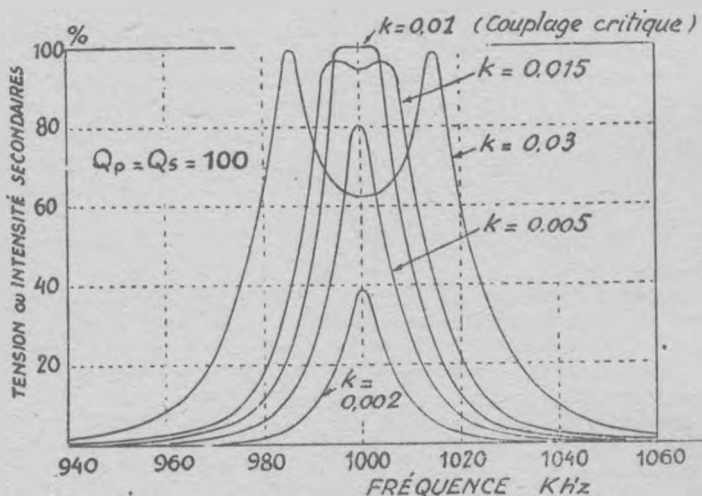


Fig. 60. — Courbe de transmission de deux circuits oscillants couplés.

aussi des filtres tels que celui de la figure 59-C, où les bobinages ne sont pas couplés magnétiquement, mais par une capacité commune C_m .

Selon le degré de couplage, on obtient des courbes de transmission très différentes, comme le montre la figure 60 tracée pour $Q = 100$ au primaire et au secondaire. Quand le couplage est très faible ($k = 0,002$) le courant secondaire l'est aussi et la courbe est pointue. Le couplage augmentant, l'intensité secondaire augmente aussi, le sommet de la courbe s'arrondit. Quand k atteint $0,01$, l'intensité secondaire est maximum et le sommet s'aplatit : c'est le *couplage critique*, qui a lieu lorsque k est égal à l'inverse de la racine carrée du produit des Q des deux circuits.

Par exemple, avec $Q_p = 150$ et $Q_s = 200$, le produit est 30.000 , dont la racine est 173 , et l'inverse de celle-ci $0,0058$: donc $K = 0,0058$ pour le couplage critique de ces deux circuits.

Dès que nous dépassons le couplage critique, le sommet de la courbe s'élargit et nous voyons se dessiner deux bosses peu accusées ($k = 0,015$ sur la figure). C'est le *couplage optimum*, le plus favorable pour laisser passer une large bande de fréquences. En augmentant encore le couplage, le but est dépassé : la bande s'élargit encore, mais les deux bosses très accusées montrent que les fréquences musicales élevées sont amplifiées plus que les graves ($k = 0,03$). Ces deux bosses indiquent la présence de deux fréquences de résonance au lieu d'une, d'autant plus espacées que le couplage est plus serré.

En voici la raison : le secondaire accordé engendre dans le primaire une réactance qui est inductive aux fréquences plus basses que celle de résonance, et capacitive à celles qui sont plus hautes (§ 32). Comme cette réactance réfléchiée dans le primaire est en opposition de phase avec la réactance propre de celui-ci à ces fréquences, l'impédance résultante du primaire s'en trouve diminuée, le courant primaire augmente et il peut induire des tensions à des fréquences voisines de la résonance quand le couplage dépasse la valeur critique.

38. — La constante de temps.

Il est bien peu de circuits utilisés en électronique où l'on ne trouve pas une résistance en série avec une capacité ou une self-induction, visibles ou cachées, puisque tout conducteur est résistant et inductif, et que tout circuit présente une certaine capacité répartie.

Si le circuit était simplement résistant, une force électromotrice E y ferait naître *instantanément* un courant $I = E/R$ qui suivrait les variations les plus rapides de E sans aucun délai, et cesserait à l'instant même de la disparition de E . Mais la présence d'une capacité C ou d'une self L modifie le phénomène, parce que C stocke de l'énergie dans son champ électrique et L dans son champ magnétique, ce qui donne au circuit une certaine élasticité dans le premier cas, une certaine inertie dans le second. On conçoit intuitivement que la force électromotrice et le déplacement des électrons ne sont plus synchrones dans de tels circuits.

Appliquons une f.e.m. de 100 volts à un condensateur de $2 \mu F$ en série avec une résistance de 500Ω (fig. 61). La tension de 100 volts apparaît *instantanément* aux bornes de C , car les électrons sont sollicités tous en même temps,

mais R freine leur mouvement et les empêche de fournir instantanément sa charge totale au condensateur. La charge commence par un courant $I = E/R$ dans la résistance, soit 0.2 ampère et serait terminée au bout d'un millième de seconde si cette intensité était maintenue, puisque la charge totale = $CV = 0,0002$ coulomb ou ampère/seconde).

Mais aussitôt la charge commencée, la tension qu'elle pro-

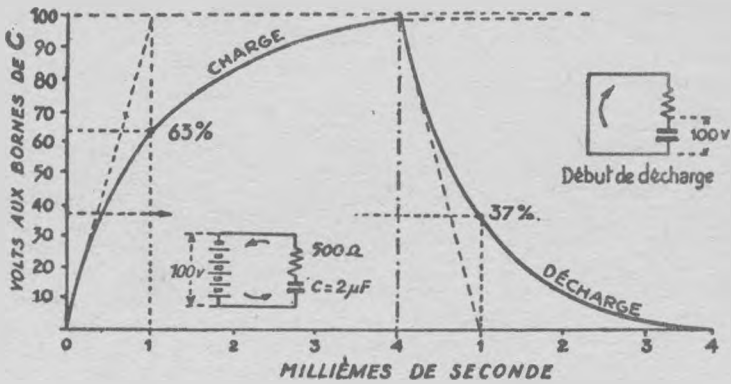


Fig. 61. — Charge et décharge d'un condensateur à travers une résistance.

Constante de temps : $RC = 500 \times 0,000002 = 0,001$ seconde.

duit s'oppose à la force électromotrice, il ne reste plus que leur différence pour continuer la charge : l'intensité faiblit à mesure que la charge augmente, en même temps que monte la tension de charge du condensateur.

Puisque le progrès qui vient d'être réalisé dans la charge s'oppose au progrès suivant, nous avons affaire à une croissance organique comme celle des êtres vivants, c'est un phénomène exponentiel qui rappelle l'amortissement des ondes (§ 10). On peut montrer qu'au lieu d'être achevée au bout de $1/1000$ de seconde, la charge n'aura atteint que 63 % de sa valeur finale, puis 63 % du reste après un autre millième de seconde, et ainsi de suite. Théoriquement, elle ne sera jamais achevée, mais en pratique on la considère comme totale au bout de $4/1000$ de seconde, car il ne lui manque plus que 0,5 % de la charge totale théorique.

On appelle « constante de temps » du système RC le temps en seconde nécessaire pour charger la capacité à 63 % quand on applique une force électromotrice. Il est égal au produit des ohms par les farads — ou, ce qui revient au même, des mégohms par les microfarads.

$Q = EC$ étant la charge totale et $e = 2.718$, la quantité d'électricité q emmagasinée au bout de t seconde, est :

$$q = Q (1 - e^{-t/RC}).$$

l'intensité est à ce moment $i = (E/R)e^{-t/RC}$ et la tension

de charge est $\frac{Q}{C} (1 - e^{-t/RC})$.

Faisons $t = 1$ seconde et $RC = 1$. Alors, $e^{-t/RC} = e^{-1}$

c'est-à-dire $1/e$, et la charge de même que la tension atteignent une valeur égale à $1 - 1/e$ fois leur valeur finale, c'est-à-dire environ 63 %.

A la décharge, le phénomène prend l'allure inverse, comme le montre la figure. Après le même temps RC , il reste dans le condensateur $1/e$ fois la quantité d'électricité et la tension du début, c'est-à-dire 37 %. La décharge est également exponentielle.

De ce qui précède, il est facile de déduire deux règles importantes qui trouveront leur application dans l'étude des circuits amplificateurs :

1° Le temps en seconde nécessaire pour charger ou décharger une capacité à travers une résistance est pratiquement égal à quatre ou cinq fois le produit RC .

2° En courant sinusoïdal; la fréquence qui charge ou décharge une capacité à la moitié de la tension de pointe est égale à $1,59/RC$. C'est la « fréquence de coupure ».

● Le phénomène est semblable avec une self de L henrys en série avec R ohms. Le courant au bout d'un temps de t secondes est :

$$i = E/R (1 - e^{-tR/L})$$

La constante de temps est ici R/L , c'est-à-dire le quotient des ohms par les henrys, ou des mégohms par les microhenrys. Donc, au bout de cette constante de temps, le courant et le champ magnétique atteignent 63 % de leur valeur finale. Quand on supprime la f.e.m. et qu'on court-circuite le système RL , il reste 37 % du courant ou de la charge initiaux.

V. — TUBES ÉLECTRONIQUES

- Et ces lampes-là ?
— Elles amplifient la désamplification.
— Et celle-là ?
— Elle empêche l'amplification de la désamplification.

MARC SEIGNETTE.
(Vues sur la Radio)

Pour produire les ondes hertziennes et les moduler, pour amplifier les tensions et les courants variables aux fréquences les plus diverses, pour changer la fréquence, isoler la modulation, vaincre le fading, faire naître l'image sur l'écran de télévision après l'avoir lancée dans l'espace, pour accomplir encore bien d'autres prodiges, il a suffi d'une petite merveille : la lampe électronique, qui est la version moderne de la lampe des Mille et une Nuits.

Ce fut l'œuvre de deux savants : Sir Ambrose Fleming, qui inventa d'abord tout le reste (la diode) et le D^r Lee de Forest, qui imagina la grille. Une lampe ou tube électronique est en principe un relais plus ou moins complexe, une sorte de robinet à électrons qui règle l'écoulement d'une source d'énergie électrique sur le modèle du signal qu'on lui présente. C'est un relais sans inertie, capable de suivre sans le moindre retard les variations les plus délicates et les plus rapides du signal. C'est aussi un relais idéalement complaisant qui n'exige aucun effort du signal qui le commande : la tension lui suffit, il n'a pas besoin de watts pour obéir.

39. — Electrons en liberté.

En étudiant la structure de l'atome, nous avons vu que ceux des corps conducteurs n'ont qu'un nombre restreint d'électrons dans leur couche externe qui pourrait en comporter huit. Ils y sont maintenus par l'équilibre entre l'attraction du noyau central et la force centrifuge due à leur rotation rapide qui tend à les expulser.

Pour libérer un de ces électrons, il faut donc lui fournir une certaine énergie capable de vaincre l'attraction du noyau. N'allez pas croire qu'il suffise d'un léger déséquilibre pour provoquer l'expulsion : il faut un minimum d'énergie qu'on appelle travail de sortie ou encore *potentiel d'ionisation*, et qu'on mesure en électrons-volts ou eV (*).

(*) Un électron-volt est le travail fourni ou demandé par un électron qui traverse une différence de potentiel de 1 volt. Il vaut 1,6 milliardième de milliardième de watt.

Le potentiel d'ionisation varie avec la nature du corps. Il est élevé pour ceux dont l'atome est bien garni d'électrons dans la couche externe, et en particulier pour les gaz rares où cette couche est complète ; il est faible pour les métaux alcalins et alcalino-terreux qui n'ont qu'un seul électron superficiel. Par exemple, il faut 24,58 eV pour arracher un électron à l'atome d'hélium alors que 5,138 eV suffisent pour le sodium, 4,339 pour le potassium et seulement 3,893 pour le césium.

Cependant, les métaux lâchent plus aisément leurs électrons que le potentiel d'ionisation ne l'indique, parce qu'ils abandonnent non seulement des électrons liés aux atomes, mais aussi des électrons libres qui circulent comme un gaz entre les molécules, si bien que le travail de sortie pratique n'est guère que la moitié du potentiel d'ionisation.

Et rappelons qu'un électron est négatif, tandis que l'atome qui a perdu un ou plusieurs électrons est un *ion positif*.

● Pour arracher des électrons à un métal, il faut donc leur communiquer une vitesse suffisante dans le sens de la sortie pour que leur énergie cinétique $1/2 mv^2$ soit au moins égal au travail de sortie. Cette énergie peut leur être fournie par un grand nombre de causes, parmi lesquelles nous retiendrons :

1° *L'absorption d'ondes électromagnétiques.* Quand la lumière frappe certains métaux alcalino-terreux comme le césium, des électrons en absorbent l'énergie, il y a photo-émission. Les cellules photo-électriques et les caméras de télévision sont basées sur ce phénomène.

2° *L'ionisation par choc.* Un électron libre qui frappe un atome avec une énergie suffisante peut en arracher des électrons. L'atome mutilé est un ion positif qui redeviendra un atome neutre en récupérant le même nombre d'électrons.

3° *L'élévation de la température.* La chaleur est une forme de l'énergie, elle augmente le parcours moyen des molécules qui vibrent sur place. Les chocs et frottements augmentent d'intensité de la vibration et des électrons sont expulsés.

● Quand un électron reçoit plus d'électrons-volts qu'il n'en faut pour son travail de sortie, il emporte l'excédent sous forme d'énergie cinétique : $eV = 1/2 mv^2$. La masse m de l'électron étant $9,1076 \cdot 10^{-28}$ gramme, il est facile de calculer la vitesse de départ de l'électron en cm/sec : $v = 2 e V/m$. C'est évidemment une vitesse très faible, aussi préfère-t-on l'exprimer en volts : un électron-volt excédentaire correspond à une *vitesse* d'émission de 1 volt.

Tous les électrons sortants n'ont pas la même vitesse, qui dépend évidemment de l'intensité et du sens de l'impulsion qu'ils reçoivent. Les uns arrivent tout juste à sortir, d'autres atteignent jusqu'à 1 volt de vitesse. Dans l'air, ils sont pressés de toute part par les molécules gazeuses qui les empêchent de bouger. Pour les libérer, il faut d'abord faire le vide autour du métal.

40. — La charge spatiale.

Malgré le vide le plus parfait, les électrons libérés les plus rapides n'iront pas bien loin. En effet, ils sont négatifs comme tous les électrons, et ceux qui ont pu tout juste s'extraire sans avoir la force d'aller plus loin sont là, prêts à retomber sur le métal qui est devenu positif, puisqu'il contient des ions vœufs de leurs électrons. Les électrons rapides ont donc devant eux ou à côté des électrons lents qui les repoussent, et derrière eux le métal positif qui les attire. Cela fait autour du métal une sorte de nuage d'électrons qui retombe en pluie, mais qui est sans cesse alimenté par de nouveaux électrons tout frais éclos. Si le métal est très émissif et sa température suffisante, le nuage pourra être dense. Il constitue une charge d'électrons entourant le métal, c'est la charge de l'espace ou *charge spatiale* qui agit comme une électrode négative et comme un réservoir d'électrons dans lequel nous pourrions puiser.

41. — La diode.

C'est une ampoule « pleine de vide » où se trouvent à faible distance l'une de l'autre : 1° une électrode qui émet des électrons et s'entoure d'une charge spatiale négative, c'est la *cathode* ; 2° une autre électrode ou *anode*. Si nous relierons l'anode à la cathode par un conducteur extérieur, nous constatons le passage d'un faible courant (*fig. 62*). En effet, les électrons les plus rapides franchissent dans le vide la distance séparant les électrodes, atterrissent sur l'anode

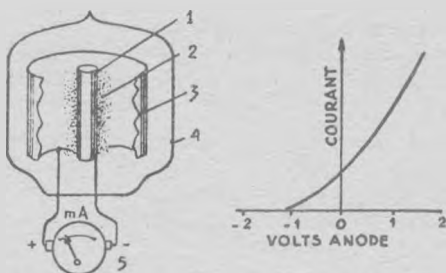


Fig. 62. — Tube diode, sans tension appliquée à l'anode, et courbe du courant.

1. Cathode émissive. — 2. Charge spatiale. — 3. Anode (cylindre supposé ouvert). — 4. Ampoule vidée. — 5. Milliampermètre.

L'intensité du courant dépend de la cathode et de la géométrie du tube.

et de là regagnent la cathode qui pourra les réexpédier. Avec une cathode très émissive, il faut donner à l'anode un potentiel négatif de 1 à 1,5 volt pour neutraliser la vitesse d'émission et empêcher ce faible courant (*).

Donnons à l'anode un potentiel positif par rapport à la

(*) C'est lui qui est la cause de l'insensibilité des détecteurs diodes pour les faibles signaux, ainsi que de leur auto-polarisation négative en l'absence de signal.

cathode. Les électrons de la charge spatiale sont attirés, surtout si la distance est faible. Ils se précipitent donc vers l'anode, ce qui libère la cathode qui s'empresse d'émettre de nouveaux électrons pour combler les vides. Mais les électrons en transhumance vers la cathode constituent une charge négative : s'ils sont assez nombreux, ils équilibrent le pouvoir attractif de l'anode et empêchent le départ d'autres électrons tant qu'ils ne sont pas arrivés à bon port. Le courant dans le circuit extérieur est donc faible quand la tension anodique est faible, il augmente avec elle. Si la cathode est capable d'émettre autant d'électrons que l'anode peut en absorber, le courant I est proportionnel à la racine carrée du cube de la différence de potentiel :

$$I = C \sqrt{V^3} = C V^{3/2} \quad [18]$$

C étant une constante de puissance du tube.

Mais deux phénomènes limitent le courant anodique :

1° la vitesse des électrons est proportionnelle à la racine carrée de la différence de potentiel V entre anode et cathode (kilomètres par seconde = $595 \sqrt{V}$). L'anode, bombardée par des électrons de plus en plus rapides, perd à son tour des électrons qui augmentent la charge d'espace antagoniste ;

2° la cathode s'essouffle à partir d'un certain débit. Il en résulte que la courbe représentant le courant par rapport à

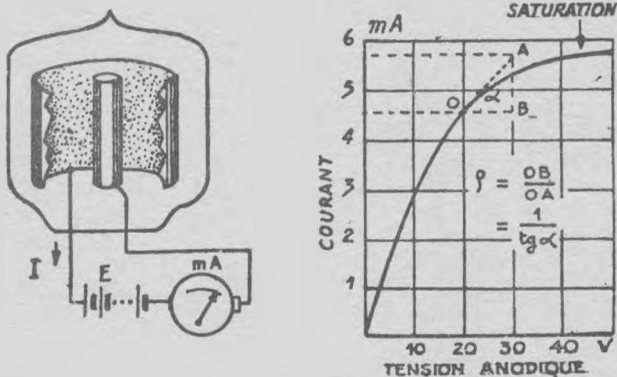


Fig. 63. — Le tube diode.

La résistance interne ρ au point O (tension : 20 volts) est égale à l'inverse de la pente de la tangente OA à la courbe.

(Ici : 10 volts, divisés par 1,1 mA ou 0,0011 A = 9000 ohms.)

la tension anodique (fig. 63) s'infléchit de plus en plus et tend à devenir horizontale : c'est la zone de saturation.

● Comme tout conducteur, l'espace cathode-anode a une certaine résistance, parce que les électrons doivent vaincre la répulsion de la charge spatiale avant de s'envoler vers l'anode. Il obéit toujours à la loi d'Ohm, mais comme il varie selon qu'on est près ou loin de la saturation ou du potentiel zéro, on ne divise pas en bloc V par I pour avoir R , mais une *variation microscopique* de V par la

variation microscopique de I qui en résulte au point choisi de la courbe.

Ces variations microscopiques, si petites qu'elles sont presque nulles, s'appellent des *différentielles* et se représentent par dV et dI . Mais leur quotient peut être important, c'est la résistance interne au point choisi, et on la représente par la lettre grecque ρ (rho) :

$$\rho = \frac{dV}{dI}$$

42. — Les cathodes émissives.

Les cathodes émissives de la plupart des tubes électroniques sont chaudes. Le moyen le plus simple d'élever leur température consiste à leur donner la forme d'un filament ou d'un ruban et d'y faire passer un courant continu.

Les premières cathodes étaient en tungstène pur qui est un assez mauvais émetteur d'électrons, car son travail de sortie atteint 4,5 e V. Aussi faut-il le chauffer à blanc pour obtenir une émission acceptable, ce qui entraîne une perte importante d'énergie. Néanmoins, on l'utilise encore dans les gros tubes d'émission, à cause de sa robustesse. A 3.000° K (soit 2.727° C), il n'émet que 0,298 ampère par cm².

En alliant au tungstène un peu de thorium, et en déposant sur le filament un film de carbone, la température de fonctionnement fait monter à la surface une couche monomoléculaire de thorium hautement émissive. A 1.900° K, on obtient une émission qui atteint 3,55 ampère par cm².

Mais on peut encore réduire la température de fonctionnement en recouvrant la cathode chauffée d'un mélange d'oxydes de strontium et de barium. Il se forme à chaud, à la surface de la couche d'oxydes, une couche monomoléculaire de barium et strontium qui lâche aisément ses électrons et, devenant ainsi positive, attire vers la sortie les électrons libres sous-jacents. Vers 1.150° K (soit 877° C), l'émission est abondante : trois fois plus qu'une cathode en tungstène thorié, et vingt fois plus qu'une cathode en tungstène pur à égalité de consommation d'énergie pour le chauffage.

Alors, penserez-vous, pourquoi s'obstine-t-on à fabriquer encore ces dernières ? Parce qu'elles résistent mieux au bombardement ionique.

En effet, le vide le plus poussé que nous sachions réaliser est encore une cohue d'atomes gazeux que les pompes les plus perfectionnées n'arrivent pas à évacuer, pour des raisons trop longues à expliquer. Les électrons en route vers l'anode doivent traverser ce brouillard. Si leur vitesse est suffisante, ils percutent les atomes résiduels qui se trouvent sur leur trajectoire, leur arrachent un ou deux électrons superficiels et laissent un ion positif relativement lourd, qui est attiré par la cathode négative. Il s'y précipite donc, acquiert une énergie $mV^2/2$ qu'il libère sous forme de chaleur au moment du choc à l'arrivée. Ajoutez à ceci que l'échauffement du tube et des électrodes métalliques libère des molécules de gaz qu'elles retenaient par adsorption, et

vous comprendrez pourquoi les cathodes à oxydes, facilement désagrégées par les chocs ioniques qui les épuisent, ne sont pratiquement utilisées que dans les tubes où la température de fonctionnement ne s'élève pas beaucoup et avec une tension anodique qui ne dépasse pas 500 volts.

Le tungstène thorié, et surtout le tungstène pur, résistent beaucoup mieux. On les emploie dans les tubes d'émission où le vide est moins parfait, les tensions plus élevées et la température plus poussée.

Les cathodes à oxydes peuvent être à chauffage direct ou indirect. Les premières sont constituées par un filament ou un ruban de tungstène ou de platine-nickel, éventuellement replié sur lui-même pour offrir plus de surface, et porté à l'incandescence par une source de courant continu. Les secondes sont faites d'un tube rond ou méplat en nickel dans lequel se trouve un filament chauffant alimenté par du courant alternatif. Pour éviter l'induction magnétique qui troublerait le fonctionnement du tube électronique, ce filament est souvent en forme d'épingle à cheveux torsadée

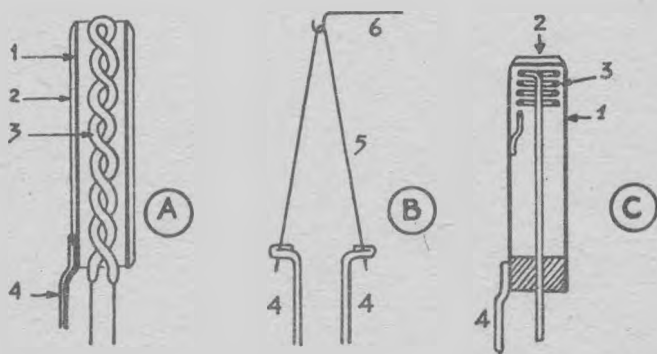


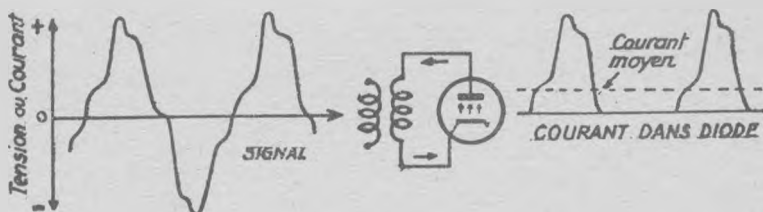
Fig. 64. — A. Cathode à chauffage indirect. — B. Cathode à chauffage direct. — C. Cathode à bout émissif (tube de télévision, klystrons, etc.) 1. Tube nickel. — 2. Couche émissive d'électrons. — 3. Filament de chauffage isolé à l'alumine. — 4. Supports. — 5. Filament émissif. — 6. Suspension élastique.

(fig. 64), formant ainsi deux hélices parallèles dont les champs magnétiques s'annulent. Les cathodes sont recouvertes d'une couche d'oxydes émissifs sur leur surface active, par pulvérisation ou par transport électrique dans une suspension colloïdale (électrophorèse).

43. — La diode au travail.

La lampe diode n'est somme toute qu'une valve, un clapet qui laisse passer le courant dans le sens cathode-anode et le bloque dans l'autre sens. Si nous appliquons une tension alternative entre cathode et anode, les alternances qui rendent l'anode positive passeront, mais celles qui la rendent négative par rapport à la cathode seront arrêtées (fig. 65). Peu importe que la tension soit sinusoïdale ou biscornue

comme une onde hertzienne modulée en amplitude : tout ce qui est positif passe, tout ce qui est négatif ne passe pas. Le résultat est un courant haché toujours de même sens, donc pseudo-continu, dont l'intensité instantanée varie comme la tension appliquée. S'il s'agit de la tension du secteur alternatif, brute ou préalablement élevée à l'aide d'un transformateur, nous recueillons un courant pulsé dont il suffira d'étaler les bosses pour avoir du « continu » à



F.g. 65. — Redressement ou détection par diode.

la tension désirée. Si c'est la tension d'une onde modulée en amplitude, il suffit d'envoyer le courant variable toujours de même sens dans un écouteur téléphonique pour entendre la modulation, car la plaque vibrante est attirée proportionnellement à la profondeur de celle-ci.

Comme on le voit, les deux fonctions sont identiques. Dans le premier cas, nous avons affaire à une *valve redresseuse*, à laquelle on demande le minimum de résistance interne : donc cathode et anode de grande surface et aussi rapprochées que le permet la tension de pointe. Dans le second cas, c'est une *diode détectrice*, traversée par des courants très faibles, mais dont les électrodes sont soumises à des tensions variables à haute fréquence : donc, électrodes très petites et présentant peu de capacité, afin de ne pas court-circuiter les précieuses tensions par une trop faible capacité $1/2 \pi f C$.

44. — La triode.

Nous avons vu qu'un circuit oscillant à grand facteur Q est capable de produire une tension oscillante de même forme, mais beaucoup plus élevée que celle du signal qu'on lui applique. Mais les volts ne sont pas des watts. Si la tension du signal est amplifiée, son énergie ne l'est pas. Au contraire, une partie se dissipe en chaleur, si bien que le signal sortant est encore moins capable de travailler qu'à l'entrée. Notre circuit oscillant agit en somme comme une boîte de vitesses qui peut bien augmenter la poussée sur les roues, mais à la condition de réduire le chemin parcouru et en perdant un peu de l'énergie du minuscule moteur qui l'entraîne.

Pour amplifier un signal, il faut lui *fournir* des watts et non en *extraire* davantage de volts en sacrifiant l'intensité. On y arrive en lui faisant commander le débit d'une source d'énergie de telle manière que les variations de ce débit reproduisent exactement celles de la tension du signal.

L'amplificateur est donc un relais rigoureusement fidèle et sans inertie afin de suivre scrupuleusement les variations les plus subtiles du signal auquel il ne doit demander aucune énergie, mais seulement l'indication de ce qu'il faut faire. Ce relais fidèle et complaisant fut réalisé par De Forest, tout simplement en ajoutant une électrode de contrôle à la valve diode de Fleming, qui devint ainsi une triode.

Cette électrode supplémentaire est habituellement une sorte de grille métallique plus ou moins serrée placée sur le trajet des électrons, entre la cathode et l'anode. Pour comprendre son action, examinons d'abord ce qui se passe dans cet intervalle cathode-anode.

La cathode étant à 0 volt et l'anode à + 100 volts, par exemple, il s'établit un champ magnétique dont le potentiel croît régulièrement de 0 à 100 volts le long des lignes de force (fig. 66). En réunissant tous les points à 20 volts de toutes les lignes de force, nous obtenons une surface équipotentielle de 20 volts, évidemment immatérielle. Par conséquent, nous pourrions placer l'anode sur cette surface et lui

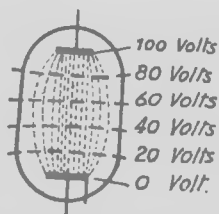


Fig. 66. — Pointillé : lignes de force.
 Traits interrompus : Surfaces équipotentielles de 20 en 20 volts.

donner seulement un potentiel de + 20 volts, le champ au voisinage de la cathode ne serait pas modifié.

Or, c'est justement ce champ électrostatique au niveau de la cathode qui détermine le plus ou moins grand nombre d'électrons qui partent à destination de l'anode et qui constituent le courant interne, parce que la densité électronique y est grande tandis que la vitesse des électrons y est encore très faible. Par contre, la vitesse s'accroît rapidement après la charge spatiale, si bien que la valeur du champ dans le reste de l'espace cathode-anode a peu d'influence sur la valeur du courant, parce qu'il n'a guère le temps d'agir.

Ceci vu, plaçons une électrode de contrôle en forme de grille sur cette surface équipotentielle de + 20 volts. Si nous lui donnons le potentiel + 20 volts, elle sera aussi influente sur le départ des électrons que l'anode avec ses + 100 volts, et le courant partant de la cathode augmentera beaucoup. Les électrons suivront le chemin tracé par les lignes de force qui partent de la cathode et leur flot aboutira partie sur la grille, partie sur l'anode (fig. 67 A).

Donnons à la grille le potentiel de la cathode, soit 0 volt. Elle fait concurrence à la cathode. Beaucoup de lignes de force qui réunissaient celle-ci à l'anode partent maintenant de la grille. Résultat : moins d'électrons sont appelés par l'anode, le courant est plus faible que si la grille était absente (fig. 67 B). Donnons maintenant à la grille un potentiel négatif : elle produit au niveau de la cathode un champ

électrostatique opposé à celui de l'anode, lequel est du reste réduit puisque la grille de plus en plus négative agit comme un écran électrostatique. A un certain potentiel négatif de la grille (-5 volts dans le cas de la *fig. 67 C*), l'attraction exercée par l'anode est totalement contrebalancée par la répulsion due à la grille : c'est la coupure ou *cut-off*, aucun électron ne peut plus décoller de la cathode.

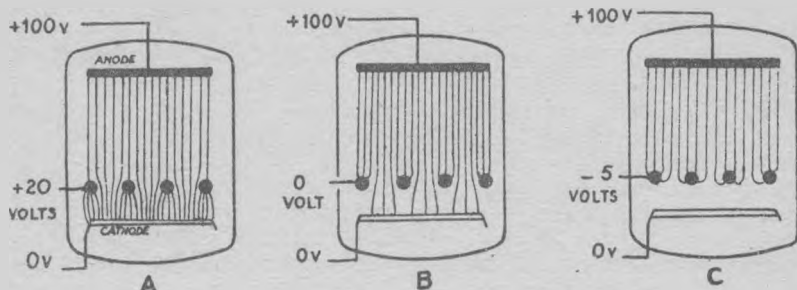


Fig. 67. — Influence de la grille sur le champ au niveau de la cathode.

Il résulte de ceci que le seul fait de donner à la grille un potentiel négatif compris entre zéro et celui du cut-off suffit pour contrôler totalement le courant anodique et le faire varier à l'image de cette tension de commande. Remarquez que la grille n'attire aucun électron *tant qu'elle est négative*, par conséquent elle ne consomme aucune énergie.

45. — Le facteur d'amplification (μ ou k).

Pour chaque volt en plus ou en moins qu'on leur applique, l'anode (ou plaque) et la grille ont donc, sur l'importance du flux d'électrons, une influence proportionnelle à leur surface active et à leur rapprochement de la cathode — autrement dit, à la capacité qu'elles forment avec celle-ci.

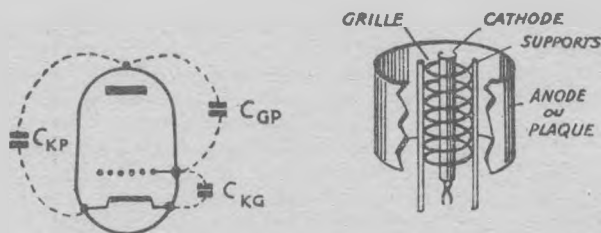


Fig. 8. — Les trois capacités internes de la triode :
 Capa d'entrée cathode-grille : C_{KG} .
 Capa de sortie cathode-plaque : C_{KP} .
 Capa de sortie grille-plaque : C_{GP} .

Étant donné sa proximité, c'est la grille qui a l'action la plus importante. Chaque volt qu'on met à la grille produit le même effet qu'un nombre de volts μ fois plus grand qu'on

mettrait à l'anode. Ce nombre μ , c'est le *facteur d'amplification* du tube. Il ne dépend que des capacités internes, c'est-à-dire de sa géométrie (fig. 68). Si nous appelons C_{KG} la minuscule capacité existant entre la cathode K et la grille G , et C_{KP} celle entre la cathode et la plaque P , on montre facilement (*) que le facteur d'amplification est égal au quotient C_{KG}/C_{KP} . Ceci compris, une série de déductions se présente :

1. Le facteur d'amplification μ est gouverné par le *rapport* entre deux capacités internes du tube et non par leur *grandeur*, ni par la grosseur des électrodes ou la puissance de la cathode. Deux triodes de grandeurs très différentes peuvent avoir le même μ .

2. Pour augmenter le facteur d'amplification d'un tube, il faut augmenter la capacité cathode-grille en rapprochant cette dernière, en augmentant sa surface ou en resserrant ses mailles, ou bien diminuer la capacité cathode-anode en éloignant celle-ci ou en réduisant sa surface. Par conséquent, un tube à grand facteur d'amplification a une grille qui obstrue beaucoup le passage des électrons et une anode peu influente. Sa résistance interne est élevée.

3. La grille n'est pas nécessairement formée de barreaux placés dans le passage des électrons, il suffit que cette élec-

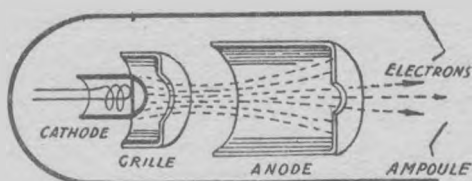


Fig. 69. — Principe du triode dit « canon à électrons » dans un tube à rayons cathodiques. Toutes les électrodes sont tubulaires, la grille étrangle plus ou moins le faisceau d'électrons, qui se repoussent entre eux.

trode ait une capacité C_{KG} non nulle avec la cathode. En fait, il existe des tubes (tels que les tubes à rayons cathodiques) où la « grille » est un anneau dans lequel passe un pinceau d'électrons rapides qui ne le touche pas (fig. 69). On retrouve la même construction dans d'autres tubes spéciaux pour ondes courtes. C'est toujours le rapport C_{KG}/C_{KP} qui détermine le facteur d'amplification.

4. Mais quelle que soit la grille, ses différentes parties ne présentent pas toujours le même rapport de capacité avec la cathode : les électrodes ont des extrémités où le champ s'épanouit, la grille a des supports dont la surface active et la distance d'action ne sont pas les mêmes que pour le reste

(*) Pour avoir la même action sur le courant anodique, la variation du potentiel d'anode V_p doit être μ fois celle du potentiel de grille V_g , c'est-à-dire : $dV = \mu dV_g$.

Ces variations de potentiel produisent des variations de charge identiques dans C_{KG} et C_{KP} :

$$C_{KG} \cdot dV_g = C_{KP} \cdot \mu dV_g,$$

$$\text{d'où : } \mu = C_{KG}/C_{KP}.$$

de l'électrode, sans compter d'autres dissymétries de la plaque. Il en résulte que certaines parties de la grille atteignent le cut-off pour un potentiel négatif plus faible que les autres : le facteur d'amplification diminue aux approches du cut-off total.

Quand on veut définir avec précision le facteur d'amplification, on dit qu'il est le rapport entre deux minuscules variations dV_p et dV_g des tensions de plaque et de grille qui ne modifient pas le courant anodique. Il faut pour cela que V_g diminue si V_p augmente, et vice-versa. Donc :

$$\text{Facteur d'ampli } \mu = \frac{\text{variation tension plaque}}{\text{variation tension grille}} = \frac{dV_p}{dV_g}$$

5. — Avec une grille à structure symétrique dont le potentiel n'est pas trop près du cut-off, le champ à la surface de la cathode est proportionnel à $V_g + V_p \mu$. Dans le diode, le courant plaque est égal à $CV_p^{1/2}$, C étant une constante de grandeur du tube. Dans le tube triode, l'intensité du courant anodique devient :

$$I_p = C \left(V_g + \frac{V_p}{\mu} \right)^{3/2} \quad [19]$$

46. — La résistance interne ρ (prononcer rô) ou Ri.

On pourrait croire que la résistance interne d'un tube triode est donnée simplement par la relation d'Ohm V_p/I_p : Ce serait trop commode. Le courant-plaque dépend bien plus de la tension-grille que de la tension-plaque, si bien que la résistance interne diminue progressivement quand le courant-plaque augmente sous l'influence de la tension-grille.

La résistance interne est donc une variable. Sa valeur pour un réglage donné des tensions est toujours définie par la loi d'Ohm, mais appliquée aux variations de V_p et I_p : c'est le quotient d'une minuscule variation de la tension-plaque par la minuscule variation correspondante du courant-plaque :

$$\text{Résistance interne } \rho = \frac{\text{variation tension plaque}}{\text{variation courant plaque}} = \frac{dV_p}{dI_p}$$

V_g étant constant.

47. — La pente ou transconductance (S ou P).

Le lecteur attentif a déjà pressenti que la caractéristique la plus importante d'un tube donné, c'est l'influence plus ou moins grande d'une variation de la tension-grille sur le courant-plaque, puisque ce sont la cause et l'effet pratiques. L'importance de cette influence s'appelle la *pente* du tube, nous verrons bientôt pourquoi, et on la désigne habituellement par l'initiale S du mot anglais « slope » qui en est la traduction.

La tension-plaque étant constante, la pente est donc le

quotient d'une minuscule variation du courant-plaque par la minuscule variation de tension-grille qui la provoque :

$$\text{PENTE } S = \frac{\text{variation de courant-plaque}}{\text{variation de tension-plaque}} = \frac{d I_p}{d V_g}$$

V_p étant constant.

On l'exprime généralement en milliampères de variation du courant-plaque par volt appliqué à la grille.

Entre ces trois caractéristiques internes du tube : facteur d'amplification μ , résistance ρ et pente S , il existe une relation calquée sur la loi d'Ohm et qu'on déduit aisément des égalités précédentes : $\mu = \rho S$. C'est pourquoi les catalogues de lampes se contentent souvent de donner les valeurs ρ et S , puisqu'il est facile d'en tirer μ par simple multiplication.

La pente d'une lampe est une bonne indication de sa « vertu amplificatrice », parce qu'un grand S exige un grand μ combiné avec une faible résistance interne. Or, un grand facteur d'amplificateur demande une grille serrée, proche de la cathode avec une plaque éloignée, tandis qu'une faible résistance interne demande juste le contraire. La valeur de la pente montre jusqu'à quel point ces exigences contradictoires ont été satisfaites.

● La figure 70 représente la courbe des variations du courant-plaque I_p quand on fait varier la tension-grille V_g , pour un certain tube dont la tension-plaque est fixe (ici, $V_p = 250$ volts). Le schéma latéral montre comment on peut

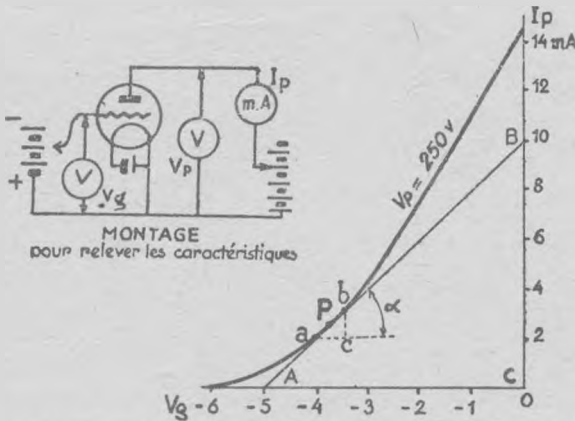


Fig. 70. — La pente au point P est mesurée par : $\tan \alpha = bc/ac = BC/AC$.

tracer la courbe : on fait varier V_g par bonds successifs en notant sa valeur et celle de I_p sur les instruments de mesure, on porte ces valeurs dans le graphique et on les réunit par un trait continu.

Proposons-nous de calculer la pente au point P de la courbe, qui correspond ici à la tension-grille — 3,8 volts. Nous

savons qu'il faut prendre de part et d'autre de P deux points a et b très rapprochés, mesurer la variation de I_p et de V_g comprise entre eux et en faire le quotient, ce qui revient à diviser le côté bc par celui ac du triangle rectangle abc .

Mais si a et b sont assez rapprochés, on peut considérer qu'ils se trouvent aussi sur la tangente à la courbe passant par le point P, c'est-à-dire la droite AB. Dès lors, la similitude des triangles abc et ABC simplifie notre problème : $bc/ac = BC/AC$, et nous n'avons qu'à diviser la cote du point B, soit 10 m A par celle du point A, soit 5 volts, pour avoir la pente exacte au point P, soit 2 m A/V. Remarquez que BC/AC est justement la mesure de l'inclinaison ou pente de la tangente au point P. C'est pourquoi sa mesure s'appelle aussi la pente du tube à ce point.

48. — Les courbes caractéristiques.

Pour représenter le comportement d'une lampe quand on fait varier sa tension-grille ou sa tension-plaque, une seule courbe ne suffit pas : la courbe de la figure 70, tracée pour $V_p = 250$ volts, doit être complétée par autant d'autres courbes qu'il y a de tensions-plaque différentes. On obtient ainsi un réseau de courbes I_p/V comme celui de la figure 71-A pour un tube déterminé.

Un tel réseau permet, entre autres choses, de calculer aisément le μ , le ρ et le S de la lampe pour n'importe quel réglage ou « point de fonctionnement ». Par exemple, considérons le point P correspondant à $V_p = 200$ v, $V_g = 4,5$ v. Pour connaître le facteur d'amplification à ce point, faisons

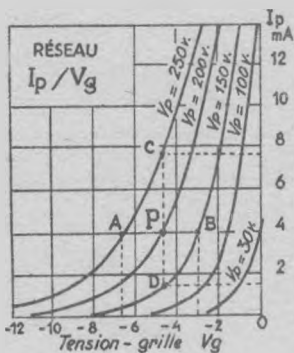


Fig. 71-A.

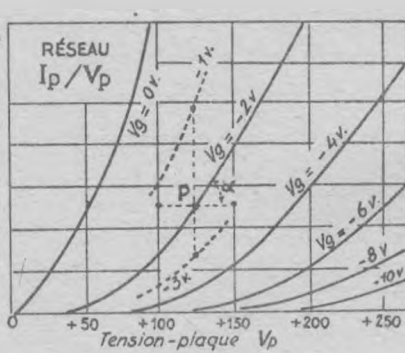


Fig. 71-B.

varier V_p autour de 200 volts, soit de 250 à 150 volts, sans faire varier I_p qui reste fixé à 4 m A. Le point P se promène sur l'horizontale, de A à B, et la tension-grille passe ainsi de $-6,6$ à $-2,2$, soit une variation de 4,4 volts. Par conséquent, $\mu = 100/4,4 =$ environ 22.

Si nous voulions connaître la résistance interne, il faudrait faire varier I_p et V_p sans modifier V_g : le point P pourrait se promener sur la verticale de C à D, ce qui donnerait une variation de $V_p = 100$ V et de $I_p = 7,8 - 1,5 = 6,3$ mA

ou 0,0063 A. Donc, $\rho = 100/0,0063$, soit environ 16.000 ohms. Pour obtenir plus de précision, il serait bon de réduire la variation de V_p dans les deux cas.

On peut aussi tracer les courbes du courant I_p pour chaque tension-grille V_g quand on fait varier la tension-plaque V_p . On obtient ainsi un *réseau de courbes* I_p/V_p comme celui de la figure 71-B, dont l'échelle verticale des I_p est la même que celle du réseau I_p/V_g , car il s'agit du même tube.

Les deux réseaux se déduisent d'ailleurs l'un de l'autre, puisqu'ils traduisent les mêmes phénomènes, et ils fournissent les mêmes renseignements par des procédés très semblables.

Sans répéter les déductions ci-dessus indiquées pour la figure 71-A, disons qu'aux réglages $V_p = 125$ volts et $V_g = -2$ volts (point de fonctionnement P, fig. 71-B) :

- a) la résistance interne est mesurée par $\tan \alpha$, soit $25 \text{ V}/0,0025 \text{ A} = 10.000 \Omega$
- b) le facteur d'amplification $= 50/2 = 25$
- c) la pente $= (9,5 - 2,6)/2 = 3,4 \text{ mA/V}$.

Le lecteur n'aura aucune peine à trouver pourquoi, en s'aidant des pointillés indiqués autour du point de fonctionnement P.

On remarquera que, dans un réseau I_p/V_p , les courbes deviennent d'autant plus verticales que la résistance diminue, tandis que dans un réseau I_p/V_g , elles se rapprochent de la verticale quand la pente augmente.

49. — Le tube amplificateur.

Nous avons vu (§ 45) que μ étant le facteur d'amplification d'une lampe électronique, une variation de v volts à la grille produit le même effet sur le courant anodique que si la tension-plaque variait de μv volts. Par exemple, si $\mu = 20$, une variation de 1 volt du potentiel de grille équivaut à une variation de 20 volts du potentiel de plaque.

La fig. 72 indique sommairement comment on peut utiliser cette propriété pour amplifier un signal. Celui-ci est injecté entre la grille et la cathode, tandis que le circuit allant de la plaque à la cathode contient une impédance Z , dite *impédance de charge* que le courant anodique doit traverser en dépensant de l'énergie. Puisque le potentiel du signal de grille est variable, c'est comme si la tension-plaque variait μ fois plus, et par conséquent l'intensité du courant anodique varie de la même façon de part et d'autre de l'intensité au repos. Donc, le courant anodique peut être considéré comme formé de deux composantes 1° le courant anodique au repos, quand aucun signal n'arrive à la grille, 2° un courant alternatif produit par le signal. L'impédance Z , traversée par ces deux composantes, devient le siège d'une chute de tension $V = I_p Z$, où nous retrouvons une partie continue qui ne nous intéresse pas et une partie alternative qui est la reproduction plus ou moins amplifiée du signal. Il est facile de les séparer à l'aide d'un condensateur C qui arrête la tension continue et laisse passer celle alternative.

Si le signal arrivant à la grille augmente son potentiel de

1 volt, le courant-plaque varie exactement comme si la tension-plaque avait augmenté de μ volts. Ces volts excédentaires doivent bien être quelque part, puisque le courant varie en conséquence : nous les retrouvons en effet à l'état de chute de tension le long des résistances du circuit, c'est-à-dire la résistance interne ρ du tube et l'impédance de charge Z (la source de haute tension et les conducteurs

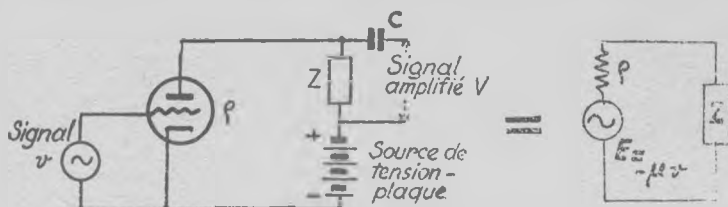


Fig. 72. — Amplification par tube triode d'une tension oscillante. Le signe moins devant la tension μv indique que la tension amplifiée dans le circuit anodique est déphasé d'une demi-période par rapport au signal arrivant à la grille.

étant supposés sans résistance, ce qui est presque vrai). Ils s'y répartissent proportionnellement à ρ et à Z .

Par exemple, si $\mu = 50$, $\rho = 20.000$ et $Z = 80.000 \Omega$, il apparaît 50 volts dans le circuit anodique (μ fois la tension du signal de grille), et ils se répartissent le long de la chaîne

$Z + \rho = 100.000$ ohms à raison de $\frac{\mu}{Z + \rho} = 0,0005$ volt par ohm.

Comme l'impédance de charge fait 80.000Ω , nous trouverons 80.000 fois cette tension à ses bornes, soit $\frac{\mu Z}{Z + \rho}$

$= 40$ volts, qui représentent le signal amplifié. Si ce signal de 1 volt est alternatif, nous obtenons 40 volts alternatifs, soit une amplification de 40 fois.

L'amplification — qu'on appelle aussi le *gain* et qu'on désigne par la lettre *A* — a donc pour expression :

$$A = \frac{\text{tension du signal sortant}}{\text{tension du signal entrant}} = \frac{\mu Z}{Z + \rho} \quad [20]$$

Pour obtenir une forte amplification, on voit qu'il faut une lampe ayant un μ élevé et un ρ faible, autrement dit une grande pente, avec une impédance de charge Z aussi grande que possible.

● La fig. 72 a encore quelque chose à nous apprendre. Quand la tension du signal devient *positive*, le courant anodique augmente, et par conséquent la chute de tension le long de Z , si bien que la tension anodique V_p diminue, puisque celle de la source de tension demeure inchangée. Le contraire a lieu quand le signal devient négatif : la tension anodique augmente.

Si Z est une résistance pure, les variations de V_g et de V_p

sont déphasées d'une demi-période : le tube est un *inverseur de phase*. Si Z est un circuit accordé parallèle, on sait qu'il se comporte aussi comme une résistance pure de valeur L/Cr pour sa fréquence de résonance (§ 35), mais si Z est inductif ou capacitif, l'angle de déphasage n'est plus 180° , il en diffère d'un certain angle θ (§ 33).

50. — Inconvénients de la triode. L'effet Miller.

Entre les électrodes du tube, il y a trois capacités : C_{GK} entre grille et cathode, qui shunte le signal entrant — C_{KP} entre cathode et plaque, qui shunte l'impédance de charge, donc le signal sortant — et enfin C_{GP} entre grille et plaque (fig. 73). Le rôle de cette dernière est très important.

● Supposons que l'impédance de charge soit une simple résistance. La tension de signal v sur la grille se retrouve inversée et amplifiée sur la plaque, où elle est devenue — Av .

Par exemple, le tube 6F5 dont le μ est 100 et le $\varphi = 66 \text{ K}\Omega$, est chargé avec $150 \text{ K}\Omega$ dans le circuit-plaque. Ceci nous donne l'amplification $A = 100 \times 150/(150 + 66) = 70$. Un signal de $+1$ volt à la grille devient — 70 volts à la plaque.

Il y a donc à tout instant entre la grille et la plaque une différence de potentiel oscillant $Av + v$, soit $A + 1$ fois la tension du signal. Les conséquences sont importantes.

On sait que la charge d'un condensateur est égale au pro-

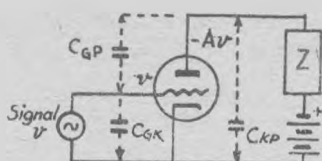


Fig. 73.

duit de sa tension par sa capacité. A tout instant, le signal v produit donc directement sur la grille une charge $v \cdot C_{GK}$, mais il charge aussi la capacité C_{GP} à la tension $v(A + 1)$, et la grille reçoit une charge supplémentaire $v(A + 1)C_{GP}$. Ainsi : *tout se passe aux yeux du signal et de la grille comme si la capacité C_{GK} avait été augmentée de $(A + 1)C_{GP}$.*

N'allez pas croire qu'il s'agisse de peu de chose parce que les capacités internes du tube sont minuscules. Par exemple, dans notre tube 6F5, nous avons $C_{GP} = 2$ picofarads et $C_{GK} = 6$ picofarads. Mais les capacités parasites du support du tube et du câblage ajoutent au moins 2 pF aux chiffres ci-dessus, qui deviennent 4 et 8 pF . Par le jeu de l'effet ci-dessus, la capacité d'entrée qui shunte le signal devient $8 + 71 \times 4 = 292 \text{ pF}$, ce qui n'est plus négligeable du tout. Elle offre un chemin de fuite aux fréquences élevées dans les amplificateurs à basse fréquence, d'où distorsion de la musique. Elle modifie l'accord du circuit de grille dans les amplificateurs à haute fréquence.

Ce n'est pas tout : si l'amplification A vient à varier — et nous verrons que c'est le principe de base de la lutte

contre le fading — la capacité d'entrée varie aussi. Le tube agit comme un condensateur variable manié par un démon, et l'accord du circuit-grille se modifie à tout instant.

● Dans les amplificateurs à haute et moyenne fréquence, l'impédance de charge est habituellement un circuit résonnant en parallèle, accordé sur la même fréquence que le circuit résonnant de grille qui fournit le signal (fig. 74). A la résonance, il agit bien comme une résistance d'autant plus élevée que son Q l'est aussi. Mais dès qu'on s'écarte de l'accord exact, un coup d'œil sur la fig. 53 nous apprend ce qui se passe. Quand la fréquence incidente est inférieure à celle de résonance du circuit, la tension oscillante de celui-ci est en avance sur l'intensité d'un angle de phase φ , ce qui signifie que l'impédance devient inductive au lieu d'être simplement résistive. Si la fréquence incidente devient

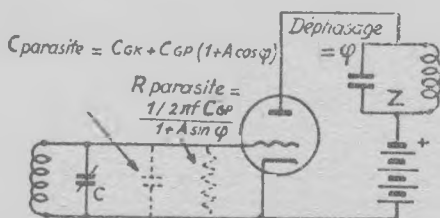


Fig. 74. — Principe d'un amplificateur H. F. par triode (impédance de charge réactive).

supérieure à celle de résonance, c'est le contraire qui a lieu : Z devient capacitif et l'angle de phase est en retard, donc négatif.

Ceci vu, on peut montrer que l'amplification varie avec le déphasage φ . La capacité d'entrée devient :

$$C_{GK} + C_{GP} (1 + A \cos \varphi)$$

ce qui a pour premier effet de faire varier l'accord de la grille dès qu'on dérègle l'impédance de charge, puisque cette capacité parasite d'entrée est en parallèle avec le condensateur d'accord C . De plus, si le circuit d'impédance Z ne résonne pas exactement sur la fréquence incidente fournie par la plaque, il y a un transfert d'énergie via la capacité grille-plaque, de grille à plaque si Z est capacitif, de plaque à grille s'il est inductif.

Dans le premier cas, le circuit de grille perd de l'énergie, tout se passe comme si une résistance parasite était placée entre la grille et la cathode*, le Q du circuit oscillant se trouve fortement réduit, et par conséquent le signal sortant est très affaibli. Dans le second cas, la plaque fournit de l'énergie oscillante au circuit de grille dont la tension oscillante augmente, ce qui accroît encore l'énergie oscillante de la plaque et, par conséquent, la portion qu'elle en ris-

(*) C'est la « résistance équivalente de transfert » dont la valeur est $-1 / 2\pi f C_{GP} (1 + A \sin \varphi)$, donc positive si Z est capacitif, négative si Z est inductif. Quand elle est négative, la loi de Joule s'inverse, l'énergie qui serait perdue dans une résistance positive devient de l'énergie acquise qui s'ajoute à celle déjà existante dans le circuit. Bien entendu, cette énergie doit être fournie par une source. La résistance négative est un symbole, non un résisteur.

tourne à la grille via Cgr : nous assistons à un phénomène de croissance organisée, d'allure exponentielle, qui dégénère en oscillations violentes. C'est « l'accrochage ».

L'ensemble de ces phénomènes a reçu le nom d'*effet Miller*, en l'honneur du physicien qui en a découvert la cause. Quand on ne connaissait que les lampes triodes, l'amplification HF n'était possible qu'avec des circuits à faible Q, ou encore par l'astuce du « neutrodynage », qui consistait à fournir à la grille une tension oscillante égale et opposée à celle qui lui venait de la plaque par l'intermédiaire de la capacité grille-plaque. C'était le rôle des circuits neutrodynes, de réglage délicat et instable, qui sont abandonnés depuis l'invention des tubes où cette fâcheuse capacité Cgr est pratiquement éliminée.

L'effet Miller, qui fut le cauchemar des constructeurs d'autrefois, n'est plus bien gênant. Au contraire, on l'a mis au travail dans divers circuits intéressants. Nous aurons l'occasion de revoir ce vieux forban sous les traits d'un brave serviteur.

● Essayons d'augmenter l'amplification du tube triode. Chaque volt oscillant que nous injectons dans la grille équivalant à μ volts dans la plaque, qui se répartissent entre la résistance interne ρ du tube et la résistance de charge R (ou la résistance dynamique L/Cr s'il s'agit d'un circuit résonnant parallèle). Plus R est grand devant ρ , plus nous recueillons de volts oscillants amplifiés à ses bornes.

Nous sommes donc conduits à faire R très grand. Oui, mais la plaque recevra moins de volts, et cela fera moins de milliampères oscillants dans R, donc moins de volts oscillants à la sortie...

Essayons dans la voie opposée, avec un μ et un ρ énormes, par exemple $\mu = 1.000$ et $\rho = 1$ million d'ohms. La pente $S = \mu/\rho$ aura toujours la valeur acceptable de 1 mA/v, il passera un courant oscillant utilisable dans la résistance de charge. Si celle-ci est fixée à 100.000 ohms, elle n'aura guère d'influence sur la tension anodique, car elle est négligeable devant l'énorme ρ du tube. Dès lors, chaque volt oscillant à la grille en produit 1.000 à la plaque, qui se répartissent entre 1.000.000 et 100.000 ohms : il en apparaît donc 1/11 aux bornes de la résistance de charge, soit 91 volts oscillants à la sortie. Comparez avec les 72 volts oscillants obtenus d'une des meilleures triodes, la 6SQ7, dont le $\mu = 100$ et le $\rho = 91.000$ ohms, avec une pente de 1,1.

Pour bien faire, il faudrait accroître le facteur d'amplification μ sans rapprocher indéfiniment la grille de la cathode, sans la rendre imperméable aux électrons.

En conclusion : La triode est handicapée par sa capacité grille-plaque qui est indésirable et sa capacité cathode-plaque qui est trop grande.

51. — Le tube à écran anticapacitif ou tétrode.

Pour supprimer la capacité grille-plaque, il y a un moyen bien simple : il suffit de les séparer par un écran conducteur relié à la terre.

La fig. 75-A nous montre le schéma d'un amplificateur réduit aux seuls éléments qui intéressent la capacité grille-plaque : la grille G réunie à la terre par l'impédance Z_G de son circuit normal, la plaque P réunie à la terre par l'impédance Z_P de sa charge et de sa source de tension, et la tension oscillante V du signal amplifié. Cette tension fait naître un courant qui traverse la capacité grille-plaque, ainsi que les deux impédances. Dans Z_G , il produit une différence de potentiel qui apparaît entre la grille et la terre et qui est justement la cause de l'augmentation apparente de la capacité C_{GK} .

Intercalons entre grille et plaque un écran métallique plus large que les électrodes et réunissons-le à la terre par une connexion sans impédance. La tension V va encore produire un courant, mais il passe par la capacité écran-plaque comme l'indique le pointillé (fig. 75-B). En traversant Z_P , il fait naître une différence de potentiel entre la plaque et la terre. Comme aucun courant ne traverse Z_G , la grille ignore ce qui se passe de l'autre côté de l'écran,

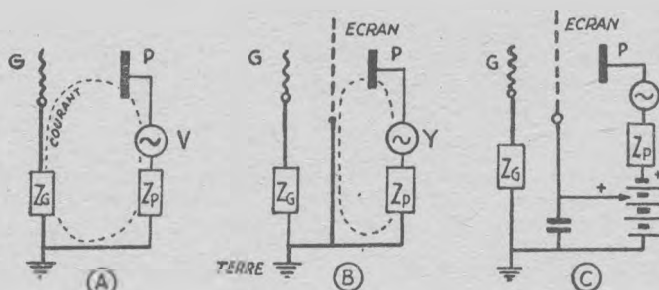


Fig. 75. — Principe de l'écran anticapacitif.

autrement dit : la capacité grille-plaque est supprimée. Mais il faut pour cela qu'il n'y ait aucune impédance entre l'écran et la terre, sinon le courant se partagerait entre l'écran et la grille (à travers la capacité grille-écran) et Z_G serait traversé par une partie du courant, et la capacité grille-plaque subsisterait partiellement.

Fort bien, direz-vous, mais l'écran ne va-t-il pas gêner le passage des électrons? Sans doute. Théoriquement, il faudrait une lame continue et enveloppant complètement une des électrodes, pour intercepter toutes les lignes de force du champ électrique. En pratique, une fine toile métallique presque enveloppante suffit, ce qui laisse des trous pour le passage des électrons.

Mais l'écran coupe également le champ électrique entre anode et cathode : malgré ses trous, les électrons ne sont guère attirés, il faudrait mettre à la plaque une tension positive de près de 2.000 volts pour lui faire soutirer des électrons par les défauts de la cuirasse. En d'autres termes, l'écran introduit une *force contre-électromotrice* proportionnelle à son efficacité. La fig. 75-C montre comment on a éliminé cet inconvénient. Au lieu de réunir l'écran directement à la terre, on interpose un condensateur dont la capa-

cité soit telle qu'il offre une impédance négligeable à la fréquence du signal. Par exemple, pour les ondes de 300 mètres, $f = 1$ MHz, un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ offre une impédance $1/2\pi fc = 1,6$ ohm, ce qui équivaut presque à un court-circuit pour cette fréquence, tout en restant une barrière infranchissable pour le courant continu. Il devient ainsi possible de donner un potentiel positif à l'écran, ce qui le transforme en une sorte d'anode qui, n'ayant pas d'autre obstacle devant elle que la grille, attire puissamment les électrons avec un potentiel positif assez faible, car il n'est pas très  eloign e de la cathode.

Après avoir franchi la grille, les électrons accélèrent et arrivent à l'écran avec une vitesse telle qu'ils la traversent sans être d evies par ses mailles. Seuls, les électrons qui arrivent d'aplomb sur ses fils sont arrêtes : il y a donc un faible *courant d'écran* entre cathode et écran avec retour par la source de tension.

Les électrons qui ont travers e l'écran trouvent devant eux la plaque qui les aspire avec son potentiel plus  elev e. Ils s'y précipitent, et cela fait le *courant-plaque* comme dans un tube triode. En somme, le fonctionnement peut se résumer à ceci : la cathode, la grille et l'écran forment une triode ayant son μ , son ϕ et sa pente S d etermin es par la géométrie des électrodes et les capacités cathode-grille et cathode-écran. L'écran et la plaque constituent une diode, dont l'écran joue le rôle de cathode.

Les avantages sont appr eciabiles. Grâce à l'écran, la capacité grille-plaque est réduite à sa plus simple expression, ce qui supprime l'effet Miller. La capacité cathode-plaque est également ramenée à presque rien, ce qui donne un facteur d'amplification μ formidable (plusieurs milliers, alors que la triode ne dépasse guère la centaine). La résistance interne devient importante, et cependant la pente n'est pas diminuée, car l'écran peut fournir beaucoup d'électrons à l'anode et l'influence de la grille n'est en rien diminuée. Nous ne sommes pas loin du tube idéal esquiss e au § 50.

Remarquez en passant que la plaque ne reçoit que les électrons extraits de la cathode par l'écran. Le courant-plaque est presque indépendant de la tension-plaque, il ne dépend guère que des tensions de grille et d'écran.

52. — L'effet dynatron.

Tout serait pour le mieux si un nouveau phénomène ne venait assombrir un peu ce beau tableau.

Quand les électrons acc el er es par le potentiel positif de l'écran et de la plaque viennent frapper cette dernière, ils libèrent l'énergie cinétique acquise et la c edent aux atomes superficiels, ce qui en expulse d'autres électrons : c'est l'*émission secondaire*. Avec une quarantaine de volts seulement, chaque électron-projectile en d eloge plusieurs autres qui sont projet es plus ou moins loin dans l'espace plaque-écran. Attirés par ces deux électrodes, ils retombent sur la plus proche ou la plus positive.

La fig. 76 montre (en trait plein) une courbe I_p/V_p d'une lampe à écran, pour $V_g = -2$ volts et $V_{\text{écran}} = 85$ volts. On y distingue quatre zones :

1° La tension-plaque étant nulle, le courant à l'écran atteint 4 mA, puisqu'il est l'anode du triode formé par la cathode, la grille et lui-même. Mais la tension-plaque passe de 0 à 10 volts, et une partie des électrons ayant traversé l'écran sont absorbés par la plaque au lieu de retomber sur l'écran. Par conséquent, un courant-plaque s'établit et le courant-écran diminue d'autant. C'est la zone de 0 à A.

2° La tension-plaque dépasse 10 volts, les électrons qui l'atteignent sont plus rapides et l'émission secondaire commence à se manifester. La plaque reçoit moins d'électrons qu'elle n'en perd, et ces derniers sont aspirés par l'écran

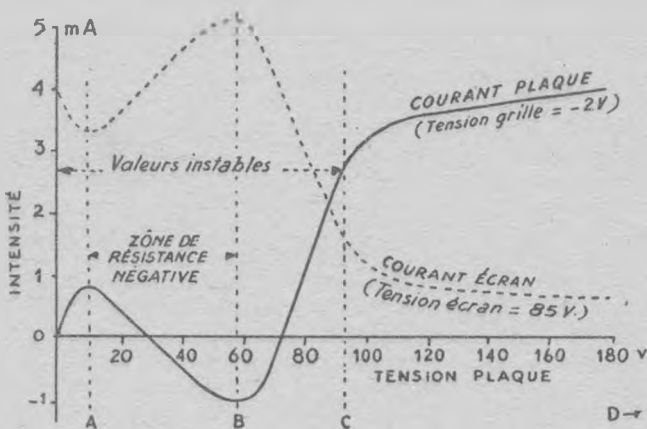


Fig. 76. — Effet dynatron dans une lampe à écran.

plus positif : le courant-plaque diminue tandis que le courant-écran augmente, et le phénomène s'amplifie jusqu'à ce que V_p atteigne 60 volts. Cette zone de A à B est curieuse : plus la tension-plaque augmente, plus le courant-plaque diminue, contrairement à la loi d'Ohm. Dans cet intervalle, l'espace cathode-anode se comporte comme une résistance négative (puisque $dV_p/dI_p = -R$).

Il arrive même un moment où la plaque émet plus d'électrons qu'elle n'en reçoit, et le courant-plaque s'inverse : malgré sa tension de + 60 volts, la plaque se comporte comme une cathode, elle est devenue une cathode secondaire au profit de l'écran.

3° La tension-plaque augmentant toujours, elle finit par devenir assez forte pour arracher à l'attraction de l'écran les électrons secondaires de plus en plus nombreux qu'elle émet, en même temps que ceux provenant de la cathode. Le courant-plaque augmente et parallèlement le courant-écran diminue d'autant (zone BC). La résistance négative a disparu.

4° Enfin, la tension-plaque étant devenue supérieure à la tension d'écran, le courant d'écran devient plus faible que le courant-plaque : c'est la zone d'utilisation pour l'amplification.

Avec une lampe à écran, il faut donc éviter qu'au cours de ses oscillations le potentiel de la plaque devienne infé-

ricur à celui de l'écran, car les variations du courant-plaque pourraient devenir totalement différentes de celles du potentiel de grille, d'où distorsions graves.

On a toutefois réduit beaucoup l'émission secondaire en recouvrant d'une couche de carbone la plaque préalablement alvéolée et oxydée. La zone de résistance négative ne s'en trouve pas supprimée, puisqu'il y a toujours un reliquat d'électrons secondaires, mais le courant-plaque est toujours positif. Nous verrons plus tard que l'émission secondaire a été mise à profit dans certains tubes, où on la favorise au contraire par des anodes spéciales ou *dynodes* en nickel recouvert de barium et de magnésium oxydé, ou en cuivre recouvert de césium oxydé, qui émettent un grand nombre d'électrons quand elles sont frappées par un seul.

53. — La pentode.

C'est une lampe à écran avec une grille supplémentaire d'arrêt appelée « suppresseur » entre l'écran et la plaque. La figure 77 montre (en coupe) la disposition des électrodes dans une pentode courante pour haute fréquence. La plaque est un cylindre métallique ouvert en haut et en bas. Les grilles et l'écran sont des hélices concentriques en fil métallique à spires plus ou moins serrées, supportées par des tiges verticales soudées aux spires suivant une génératrice et convenablement espacées par des « ponts » de mica. La cathode est un mince cylindre central. L'écran se prolonge en haut

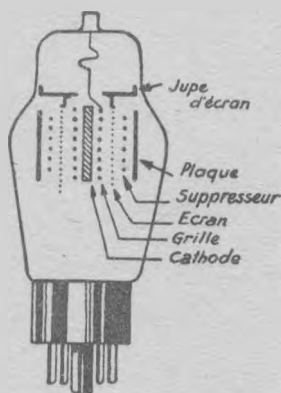


Fig. 77. — Les électrodes d'une pentode H. F. Les supports ne sont pas représentés.

et parfois en bas par une « jupe » qui étend latéralement son action. Pour réduire au maximum la capacité des connexions de grille et de plaque, cette dernière se fait par l'une des broches du culot, tandis que celle de grille sort par le haut de l'ampoule. Dans les tubes « miniature », la réduction des pièces et des connexions réduit suffisamment les capacités pour permettre de faire toutes les sorties d'électrodes par le bas.

Le suppresseur est connecté directement à la cathode, il est donc au potentiel zéro et crée un champ retardateur entre l'écran et la plaque, tous deux positifs. Les électrons qui ont traversé l'écran ralentissent en approchant du suppresseur, mais ils le traversent pour peu que la plaque soit

suffisamment positive, parce que les spires du suppresseur sont espacées et qu'il ne constitue qu'un écran électrostatique sommaire.

Mais diminuons beaucoup la tension de la plaque. Elle n'extrait plus les électrons aussi vite que l'écran les fournit, et l'excédent se tasse devant les barreaux du suppresseur, formant un nuage ou charge spatiale qu'on appelle une *cathode virtuelle*. C'est dans cette réserve que puise la plaque, selon son potentiel instantané, et les électrons qui arrivent en excédent, ne pouvant gonfler davantage la cathode virtuelle, retombent sur l'écran. L'ensemble cathode virtuelle-suppresseur-plaque se comporte comme une triode. Le courant-plaque ne dépend plus que de la tension-plaque quand celle-ci est inférieure à la tension-écran.

En arrivant sur la plaque, les électrons peuvent en expulser des électrons secondaires, mais moins aisément que dans une lampe à écran, car le suppresseur réduit beaucoup la vitesse des électrons qui le traversent. Mais les électrons secondaires n'atteindront pas l'écran, car leur vitesse est insuffisante pour traverser le suppresseur qui les refoule, et ils retombent sur la plaque. L'effet dynatron se trouve donc supprimé.

En définitive, le courant cathodique total se divise en deux : le courant-plaque et le courant-écran, ce dernier devenant très faible dès que la plaque devient légèrement positive. Ce courant total est entièrement commandé par la tension-grille et la tension-écran, car la cathode ignore la plaque dont elle est séparée par l'écran et le suppresseur.

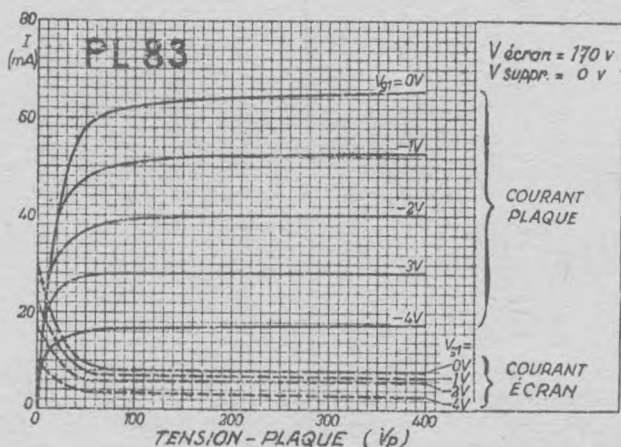


Fig. 78. — Courbes caractéristiques d'une pentode de puissance.

L'expression du courant cathodique est donc calquée sur celle d'une triode où l'écran remplacerait la plaque :

$$\text{Courant cathodique} = K \left(V_g + \frac{V \text{ écran}}{\mu \text{ écran}} \right)^{3/2} \quad [21]$$

La figure 78 montre l'allure des courbes I_p/V_p d'une pen-

tode, pour une tension d'écran fixe et différentes valeurs de la polarisation de la grille (V_{G1}). On voit qu'il n'y a plus de zig-zag au départ des courbes I_p , ce qui permet d'exploiter même les faibles tensions anodiques. Remarquez l'allure presque horizontale des courbes indiquant une forte résistance interne ($0,1 \text{ M } \Omega$). Lorsque sur la verticale $V_p = 200$ volts, on passe de la courbe $V_{G1} = -3 \text{ v}$ à celle $V_{G1} = -2$ volts, on voit que l'intensité anodique passe de 28 à 40 mA : la pente atteint 11 mA par volt-grille.

Un tel tube, dont la tension-plaque peut osciller de plus ou moins 150 volts en faisant varier le courant-plaque de $\pm 22 \text{ mA}$, est donc capable de développer dans son circuit anodique une puissance oscillante de $150 \times 0,022 = 3,3$ watts : c'est une *lampe de puissance* dont le rôle n'est plus d'amplifier les volts d'un signal, mais de fournir de l'énergie dont les variations reproduisent celles du signal qui la commande.

54. — La tétrode à faisceaux.

Les courbes I_p/V_p des pentodes comprennent deux parties bien distinctes. Il y a d'abord une montée rapide du courant-plaque à partir de zéro, où I_p est sensiblement proportionnel à V_p . Ensuite vient une partie presque horizontale, où le courant-plaque est presque indépendant de V_p . Le passage de l'une à l'autre se fait par une courbe plus ou moins longue, indiquant une transition graduelle due au supprimeur qui refoule mieux les électrons en face de ses barreaux qu'entre ceux-ci. Quand V_p est relativement faible, le supprimeur est actif sur toute sa surface pour stopper les élec-

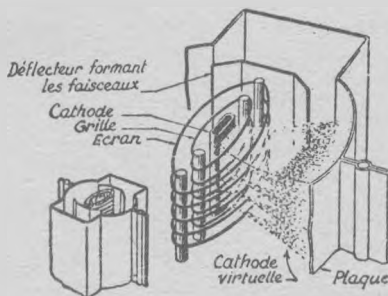


Fig. 79. — Coupe montrant la formation de la barrière d'électrons ou cathode virtuelle dans une tétrode à faisceaux 6L6 (d'après R.C.A.).

trons et former la cathode virtuelle, mais la tension-plaque augmentant, les électrons passent de plus en plus près des barreaux. (Comparer avec l'action de la grille des tubes à pente variable, § 55).

Pour exploiter au mieux les variations du courant anodique et en extraire le maximum d'énergie oscillante, il faudrait pouvoir supprimer cette zone de transition, afin que le courant-plaque devienne pratiquement indépendant de la tension-plaque même pour de très faibles valeurs de V_p . Comme d'autre part les watts consommés par l'écran sont perdus, il est intéressant de réduire le plus possible le courant d'écran. Ces deux buts ont été atteints dans les tétrodes

à faisceaux d'électrons, qu'on appelle aussi « tubes à concentration électronique » (fig. 79).

Le principe consiste à concentrer en d'étroits faisceaux les électrons partant de la cathode, afin d'augmenter leur densité par millimètre cube, et à éloigner la plaque de l'écran pour que l'intervalle contienne à tout instant beaucoup d'électrons.

Dans ces conditions, les électrons sortant de l'écran ralentissent d'abord avant d'être accélérés par la plaque, parce que l'écran les rappelle à cause de son potentiel positif et parce qu'ils sont repoussés par les autres électrons qui se trouvent devant eux. Résultat : un amas d'électrons ou cathode virtuelle se forme entre la plaque et l'écran, ce qui permet de supprimer le supprimeur et ses inconvénients signalés plus haut.

La figure montre comment ceci a été réalisé dans une tétrode à faisceaux typique. La cathode méplate est recouverte d'oxydes seulement sur ses faces planes, elle est flanquée de deux gouttières déflectrices qui repoussent les électrons et les obligent à former deux faisceaux étroits en face des oxydes émetteurs. La grille divise à son tour ces faisceaux en lames, et les barreaux de l'écran se trouvent exactement dans l'ombre de ceux de la grille : de ce fait, peu d'électrons viennent les frapper, puisque les lames d'électrons passent entre eux, et le courant d'écran est réduit. Remarquez que les piliers-supports de la grille et de l'écran ne se trouvent pas sur le passage des électrons.

55. — Tubes à pente variable. Pentodes sans souffle.

Pour lutter contre le fading, on utilise des tubes dont l'amplification augmente automatiquement quand le signal

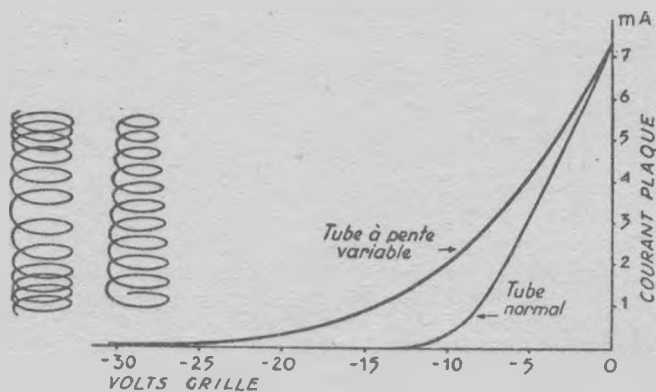


Fig. 80. — Courbes correspondantes I_p/V_g de deux pentodes pour amplification à haute fréquence.

A gauche : Grilles à pas et diamètre variables.

faiblit. Au lieu d'être constante, leur pente augmente régulièrement depuis la tension-grille de cut-off et atteint son

maximum pour $V_g = 0$ (fig. 80). Les choses sont disposées de telle manière que le signal exploite une partie à grande pente de la courbe s'il est faible et à faible pente s'il est fort, si bien que les oscillations du courant-plaque ignorent à peu près le fading.

Comme la pente est liée au facteur d'amplification par la relation $S = \mu/\rho$, il suffit de faire μ variable pour que la pente le soit aussi. Or, nous avons vu (§ 45-4) que toute irrégularité de la grille entraîne la variation de μ quand V_g varie.

Pour réaliser un tube à pente variable, il suffit par conséquent de donner à la grille une structure non homogène, par exemple en faisant varier le pas de l'hélice qui la constitue ou en écartant progressivement ses spires de la cathode (fig. 77). On pourrait aussi, avec une grille homogène, l'excentrer par rapport à la cathode.

La figure 80 montre deux de ces solutions ; la première est la plus utilisée.

Nous verrons plus loin que la courbure de la caractéristique I_p/V_g , due à la pente variable, entraîne une certaine distorsion inadmissible en basse fréquence. Bien que le principe s'applique à toute espèce de tube, on le réserve aux petites lampes amplificatrices de tension telles que les pentodes à haute fréquence, car la longue courbure exponentielle des caractéristiques I_p/V_g présente l'avantage de réduire certains défauts, tels que la cross-modulation (§ 67).

● Dans certaines pentodes, le courant d'écran a été réduit par une astuce qui rappelle celle des tétrodes à faisceaux. Entre la grille de commande et l'écran, on a disposé une

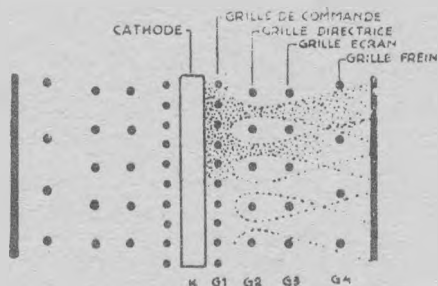


Fig. 81. — Coupe d'une pentode « sans souffle ».

grille supplémentaire dite directrice, dont les barreaux sont exactement en face de ceux de la grille-écran (fig. 81). Cette grille directrice est reliée à la cathode.

Les électrons qui ont traversé la grille de contrôle sont attirés par l'écran, mais repoussés par la directrice négative : ils se divisent en étroits faisceaux pour passer entre les barreaux de celle-ci sans les toucher et, continuant leur route, ils n'ont pas le temps de s'épanouir suffisamment pour s'écraser contre les barreaux de l'écran. Le courant-écran s'en trouve réduit de 90 % au moins ainsi que les fluctuations correspondantes du courant-plaque qui causent le « souffle » des pentodes.

56. — Tubes multiples et tubes spéciaux.

Il existe encore bien d'autres types de tubes dont la description n'est pas immédiatement nécessaire :

— Tubes multiples, qui réunissent plusieurs fonctions dans la même ampoule (double diode-triode, double triode, etc.).

— Tubes à double commande, tels que la pentode, dont le supprimeur polarisé très négativement reçoit un second signal qui agit en même temps que celui de grille sur le courant-plaque.

— Tubes changeurs de fréquence aux nombreuses grilles.

— Tubes spéciaux pour ondes courtes, où les capacités sont très réduites, bien que les électrodes soient rapprochées.

— Tubes à modulation de la vitesse des électrons (klystrons).

— Tubes à gaz ou thyratrons, basés sur l'ionisation du gaz résiduel (vide imparfait).

— Multiplicateurs d'électrons, basés sur l'émission secondaire.

— Cellules photoélectriques à cathode photo-sensible.

— Tubes générateurs d'impulsions (magnétrons).

— Tubes indicateurs d'accord (œil magique).

— Tubes d'émission.

— Tubes à cathode froide, tubes à décharge, tubes électromètres, etc.

Nous les étudierons au fur et à mesure des besoins.

57. — Anatomie des tubes électroniques.

Les lampes — surtout les « miniatures » — sont des appareils de haute précision, où les tolérances sont de l'ordre du 1/100 de millimètre.

Les filaments sont en tungstène ou molybdène, les cathodes en nickel. Les grilles, écrans, plaques et blindages sont en nickel ou en molybdène, qui sont soumis à de sévères analyses car leurs impuretés finiraient pas se dégager en fonctionnement et iraient empoisonner la cathode très sensible. Toutes ces électrodes, de même que les ampoules, sont fabriquées par des machines automatiques.

Les filaments sont recouverts d'alumine, les cathodes de carbonate triple de barium, strontium et calcium.

Toutes les électrodes sont supportées par un « pied », qui est un tube court ou une pastille de verre, les passages des électrodes se font par un tronçon de bimétal (copperclad) qui se dilate exactement comme le verre et maintient l'étanchéité à chaud. Le pied emprisonnant les supports d'électrodes est fabriqué sur machine automatique.

Les électrodes sont montées par points de soudure électrique sur les supports à l'aide de calibres et avec interposition d'entretoises en mica qui en maintiennent rigoureusement l'écartement correct. Enfin, on ajoute la pastille de « getter » qui est un mélange de divers métaux (magnésium, thorium, etc.) agglomérés dans une cupule ou un tube convenablement dirigée vers l'ampoule. Ce getter vaporisé par échauffement en fin de pompage se condense sur l'ampoule où il fixe les gaz résiduels pouvant se dégager ulté-

rieurement des électrodes : en somme, il agit comme une pompe permanente chargée de maintenir le vide pendant toute la vie du tube.

Après soudage de l'ampoule au pied, le tube est pompé par une machine automatique qui fait d'abord un vide préliminaire, puis chauffe les électrodes et le verre pour en expulser les gaz occlus qui sont évacués par la pompe, puis fait rougir la cathode pour transformer les carbonates en oxydes. Au point culminant du pompage, le getter est vaporisé par un courant à haute fréquence induit par une bobine extérieure, et le tube en verre reliant la lampe à la pompe est coupé et scellé près de l'ampoule. Il ne reste qu'à traiter la cathode par chauffage prolongé d'abord sans débit, puis avec débit de 150 mA par cm² de surface active. Le tube est prêt pour une série de contrôles mécaniques, physiques, électriques, et il reçoit éventuellement un culot à broches.

On voit que « faire de bons tubes de T.S.F. n'est pas difficile, quand on a ce qu'il faut et qu'on sait comment s'y prendre », suivant la spirituelle formule d'une grande marque américaine.

LES THYRATRONS

Les thyratrons sont des tubes spéciaux contenant un gaz ou une vapeur métallique qui s'ionise et court-circuite pratiquement l'anode et la cathode quand le potentiel de grille atteint une valeur critique, mais ne peut se désioniser et redevenir isolant que si la tension anodique s'annule. Ces tubes agissent donc comme des interrupteurs à haut rendement, sans contacts ni mouvement. Ils sont capables de couper et rétablir des courants très intenses, continus ou alternatifs, des milliers de fois par seconde.

On trouvera une étude très détaillée des thyratrons et de leurs multiples emplois dans le cinquième volume de cette collection: **L'ELECTRONIQUE AU TRAVAIL**, du même auteur.



LES TRANSISTORS

Ils remplacent les tubes triodes électroniques, ne comportent ni ampoule, ni vide, ni gaz, ni chauffage, mais seulement deux jonctions entre trois tranches de corps semi-conducteurs de textures moléculaires différentes. Leur encombrement est très faible, leur durée illimitée.

Leur théorie et leurs applications font l'objet d'un important chapitre du 5^e Mémento Crespin: **L'ELECTRONIQUE AU TRAVAIL**.

VI. — L'AMPLIFICATION DE TENSION

« D'abord un bruit léger... puis tout à coup vous voyez calomnie se dresser, siffler, s'enfler... Elle s'élançe, arrache, entraîne, éclate et tonne... »

BEAUMARCHAIS. *Le Barbier de Séville.*

Exténuée par le voyage, l'onde venue des pays lointains a tout juste la force de produire dans l'antenne un signal de quelques microvolts. Or, le démodulateur a besoin de quelques volts pour travailler convenablement. Il faut donc amplifier un million de fois le signal reçu, tout en respectant scrupuleusement sa forme dans les moindres détails.

De même, le pick-up qui glisse sur le disque, le détecteur qui extrait la musique des ondes ne fournissent qu'une tension à fréquence musicale incapable d'actionner un haut-parleur. Il faut en faire des watts vigoureux.

C'est l'affaire des tubes électroniques. Il suffira d'en disposer quelques-uns en cascade, et chacun grossissant ce que lui fournit le précédent, nous finirons bien par obtenir de quoi réveiller les morts — du moins en théorie.

58. — Les types d'amplificateurs à lampes.

Injectons entre la grille et la cathode d'un tube une tension ou « signal » oscillant entre + 1 et — 1 volt : le courant-plaque oscille d'un certain nombre de milliampères de caractéristiques.

a) Si le tube doit actionner quelque appareil, un haut-parleur par exemple, il doit lui fournir une certaine énergie. Comme cet appareil présente une certaine impédance de Z ohms, il suffit de le faire traverser par la variation du courant anodique : la loi de Joule nous dit en effet que le tube fournit à l'appareil un nombre de watts, oscillant sur le modèle du signal, égal au nombre d'ohms de l'impédance multiplié par le carré du nombre d'ampères de la variation anodique. Le tube est un *amplificateur de puissance*, car la puissance recueillie à la sortie peut être très supérieure à celle du signal injecté dans l'entrée.

b) Si nous voulons utiliser le tube pour amplifier le signal avant de l'appliquer à la lampe suivante, la grille de cette dernière ne demande ni des milliampères ni des watts, mais des volts épousant fidèlement les variations du signal initial. Nous appliquerons toujours le même principe : les variations du courant anodique traverseront une impé-

dance Z , qu'on appelle l'impédance de charge du tube. La loi de Joule ne nous intéresse plus, mais la loi d'Ohm intervient : il apparaît entre les bornes de Z une tension $V = IpZ$ qui reproduit, plus ou moins agrandies, les variations du courant donc du signal (fig. 78). Le tube est un *amplificateur de tension*.

Tel est le principe de base de l'amplification par tube électronique. On voit que les deux cas ne sont que deux aspects d'un même phénomène : le passage d'une variation du courant anodique dans une certaine impédance, où se dissipent des watts en même temps que naissent des volts. Dans l'amplificateur de puissance, on s'arrange pour obtenir le maximum de watts sans s'occuper des volts. Dans l'amplificateur de tension, on cherche au contraire à recueillir le maximum de volts à la sortie.

Bien que le principe soit toujours le même, des différences apparaissent dans la réalisation suivant les applications et la fréquence du signal. C'est ainsi qu'on distingue les amplificateurs utilisés en télévision, qui doivent amplifier uniformément une vaste gamme de très hautes fréquences — ceux à haute et moyenne fréquence utilisés en radiophonie, où la bande de modulation est beaucoup plus restreinte — ceux à basse fréquence, où l'on cherche à amplifier uniformément les fréquences de 20 à 15.000 Hz — et enfin ceux à « fréquence zéro », qui amplifient les très lentes variations de tension ou d'intensité.

L'amplification des signaux à haute fréquence a beaucoup de points communs avec celle des signaux à fréquence musicale, ou basse fréquence. Comme cette dernière est la plus simple, c'est par elle que nous commencerons.

59. — L'amplificateur de tension.

Aux yeux du courant anodique, faire varier V_g de 1 volt équivaut à faire varier V_p de μ volts. Si ρ est la résistance interne du tube et Z l'impédance de charge (fig. 82), on voit qu'elles sont en série dans le circuit anodique. La variation de l'intensité anodique est donc : $\mu / (Z + \rho)$, et elle fait

naître dans Z une variation de tension $A = \frac{\mu Z}{Z + \rho}$ qui

mesure l'amplification ou gain, c'est-à-dire combien de fois le signal introduit à la grille se retrouvera agrandi aux bornes de l'impédance de charge, comme nous l'avons déjà vu au § 47.

Exemple. Soit une triode 6Q7, dont le $\mu = 70$ et le $\rho = 58.000 \Omega$ pour la tension-plaque 250 volts. Je la charge avec quatre fois sa résistance interne, soit $0,25 M\Omega$, et j'injecte un signal de 0,8 volt dans sa grille. Quelle sera la tension du signal amplifié ? Réponse : 0,8 fois A , soit :

$$\frac{0,8 \times 70 \times 250.000}{250.000 + 58.000} = 45,5 \text{ volts.}$$

A est toujours plus petit que μ , à cause de la présence de ρ . Il tend à s'en rapprocher quand Z grandit par rapport à ρ .

1. Remarquons d'abord que la grille doit toujours être négative par rapport à la cathode. Si nous nous contentions d'appliquer le signal entre cathode et grille sans pré-

cautions, la grille serait très négative pendant la demi-période négative du signal, mais elle deviendrait positive à la demi-période suivante et agirait alors comme une anode parasite : il passerait de cathode à grille un courant dont l'énergie du signal ferait les frais, ce qui équivaldrait à le court-circuiter à chaque demi-période. On imagine aisément la grave distorsion qui en résulterait dans le signal amplifié.

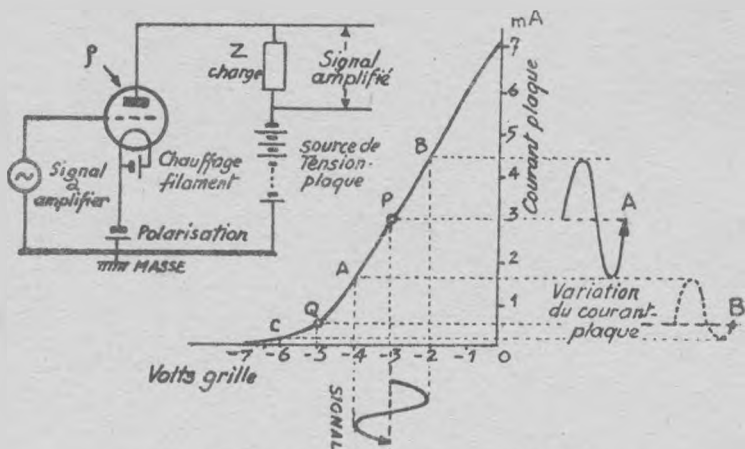


Fig. 82. — Principe de l'amplification.

Pour éviter ceci, il suffit de *polariser* négativement la grille, c'est-à-dire lui donner au repos un potentiel négatif suffisant pour que les pointes d'amplitude maximum du signal laissent toujours la grille nettement négative. Dans l'exemple figure 82, la pointe de tension du signal représenté atteint 1 volt : il suffirait théoriquement de polariser la grille à -1 volt. Oui, mais la grille capte des électrons quand elle est au même potentiel que la cathode (§ 40), il est préférable de ne pas atteindre le potentiel $V_g = 0$ pour éviter l'indésirable courant-grille. En prévision d'une pointe un peu plus forte de signal, on a polarisé la grille à -3 volts, à l'aide d'une source de tension continue telle qu'une pile, placée quelque part dans le circuit allant de la cathode à la grille et avec son pôle négatif dirigé vers celle-ci. La tension du signal se superpose à la tension de polarisation, et la grille oscille autour de celle-ci.

2. La verticale partant de la tension-grille au repos (ici : -3 volts) rencontre la courbe I_p/V_g au point P qu'on appelle « point de fonctionnement ». Les variations du signal font danser ce point entre A et B sur la courbe. Comme cette portion AB est rectiligne, la pente est constante dans cet intervalle $V_g = -2$ à -4 volts et les variations du courant anodique sont proportionnelles à celles du signal (Variation A sur la figure).

Si la polarisation était -5 volts, le point de fonctionnement serait Q et se déplacerait de A à C pour 1 volt oscillant à la grille. La portion AC est courbe, on peut voir que pendant la demi-période positive du signal (-5 à -4 v)

le courant-plaque varierait de 0,5 à 1,7 mA, soit 1,2 mA, tandis qu'elle n'atteindrait que 0,3 mA pendant la demi-période négative. Cette pente variable se traduit par la déformation B sur la figure : les deux alternances de variation de V_p ne sont pas égales.

Donc : courbure = distorsion.

3. La pente de la lampe telle qu'elle est indiquée dans les tableaux est la *pente statique* relevée sans impédance de charge dans le circuit anodique : $S = \mu / \rho$, en milliampères à l'anode par volt à la grille.

Quand la lampe travaille, elle a une impédance Z en série avec la résistance interne ρ dans le circuit anodique, et

la pente dite *dynamique* devient $S' = \frac{\mu}{Z + \rho}$, plus faible que la pente statique (voir § 91).

C'est la pente dynamique, variable suivant Z et la région de la courbe caractéristique qu'on exploite, qu'il faut considérer quand on étudie l'amplification d'un tube.

4. Le schéma de montage de la figure 82 est celui qu'on utilisait couramment il y a trente ans, quand on ne connaissait que les triodes alimentées par batteries. Aujourd'hui, on utilise plutôt des tubes alimentés directement par le secteur alternatif, triodes ou pentodes.

Le filament qui chauffe la cathode est alimenté en alternatif à basse tension fourni par un transformateur, la haute tension nécessaire à l'anode et à la grille-écran est fournie par un « redresseur » qui fabrique du courant continu à partir de l'alternatif, et la polarisation s'obtient par une astuce : au lieu de rendre la grille *négative* par rapport à la

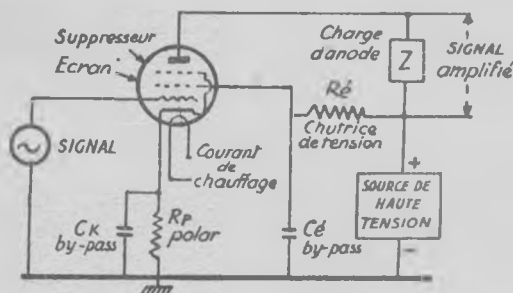


Fig. 83. — Montage typique d'une pentode amplificatrice. Le supresseur est réuni à la cathode par une connexion interne. Comparer avec fig. 78.

cathode, on rend la cathode *positive* par rapport à la grille, ce qui revient au même. Pour cela (fig. 83), il suffit de mettre un résistor R_k dans la connexion qui réunit la cathode à la masse. Comme cette connexion est traversée par le courant anodique (augmenté du courant d'écran s'il s'agit d'une pentode), R_k crée une chute de tension qui rend la cathode positive, puisqu'elle émet des électrons. En choisissant convenablement R_k , on obtient gratuitement la polarisation désirée. On remarquera que la cathode est reliée à la masse par un condensateur de capacité suffisante pour laisser passer les plus basses fréquences du signal comme le ferait un court-circuit : c'est le condensateur by-pass C_k .

La source de haute tension qui alimente la plaque fournit habituellement une seule tension, par exemple 250 volts. Or, la grille-écran demande une tension inférieure à celle de la plaque. Pour l'obtenir, on peut faire passer le courant d'écran I_e dans un résisteur R_e qui provoque une chute de tension $v = I_e R_e$, ce qui laisse sur l'écran $250 - v$ volts. Comme pour la cathode, un condensateur de bonne capacité réunit directement l'écran à la masse.

60. — La droite de charge.

Quand la tension-grille devient plus négative, I_p diminue, la chute de tension le long de l'impédance de charge diminue aussi et l'anode devient plus positive. Le contraire a lieu quand V_g devient moins négatif.

Les variations du courant et de la tension anodiques dépendent donc de trois facteurs : la tension fournie par la source qui alimente la plaque, la tension du signal et la valeur de l'impédance de charge. S'il s'agit d'une pentode, la tension de l'écran intervient également, de même que la polarisation si la pente n'est pas constante. Dans ces conditions, le calcul de ce qui se passe dans le circuit anodique se complique, mais fort heureusement, les réseaux de courbes I_p/V_p fournis par les constructeurs de lampes nous dispensent de ce travail si nous savons nous en servir.

Voici, figure 84, un tel réseau pour une triode amplificatrice à basse fréquence. Pour ce travail, l'impédance de charge est un simple résisteur de $50\text{ K}\Omega$, qui commence par créer une chute de la haute tension de 500 volts fournie par la source. Chaque milliampère qui la traverse cause

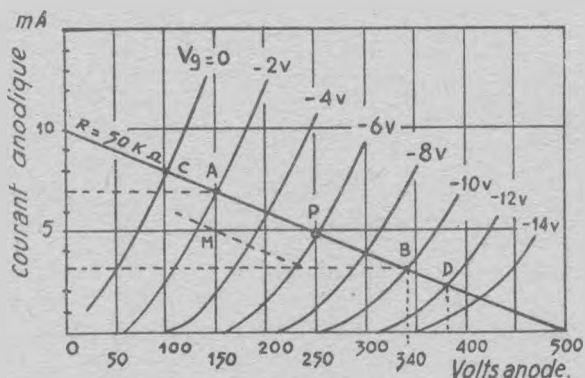


Fig. 84. — La droite de charge de $50\text{ K}\Omega$.
 Mise en place dans le réseau I_p/V_p d'une triode ECC 40.
 (Réglages du tube : Polarisation — 6 volts, tension anodique 250 v.)

une chute de 50 volts ($V = IR$), si bien qu'il ne restera que 250 volts s'il passe 5 mA, et 0 volt à l'anode s'il passait 10 mA. En pointant sur le réseau les points : 500 v — 0 mA, 250 v — 5 mA, 0 v — 10 mA et éventuellement les points intermédiaires à raison d'une chute de 50 volts par mA,

nous obtenons une série de points que nous pouvons réunir par une ligne droite qui représente la résistance de $50\text{ K } \Omega$ chargeant le circuit anodique : c'est la *droite de charge* $50\text{ K } \Omega$, qui est inclinée dans la direction opposée à celle des courbes parce qu'elle représente une chute de tension, et non un accroissement comme ces dernières.

La droite de charge traverse toutes les courbes I_p/V_p . Sachant que l'amplitude maximum du signal peut atteindre 5 volts, nous décidons de polariser la grille à -6 volts. Puisque toutes les combinaisons possibles de V_p et I_p avec la résistance de charge de $50\text{ K } \Omega$ sont représentées par un point sur la droite de charge, celle correspondant à la polarisation -6 volts se trouvera forcément représentée par l'intersection de cette droite et de la courbe -6 volts, qui nous donne le *point de fonctionnement* P en l'absence de signal. Nous voyons qu'au repos la tension anodique est 250 volts et le courant anodique 5 mA, qui sont les coordonnées du point P.

Si un signal oscillant de 4 volts arrive à la grille, il fait varier son potentiel de -2 à -10 volts. Par conséquent, le point P se déplace le long de la droite de charge entre A et B. En relevant les coordonnées des points d'intersection de la droite de charge avec les courbes -2 et -10 volts, on voit que le courant-plaque oscille approximativement entre 7 et 3 mA, tandis que la tension-plaque passe de 250 à 155 volts pendant la demi-période positive du signal (soit une amplification de $95/4 = 24$) et de 250 à 340 volts pendant la demi-période négative du signal (amplification $90/4 = 22,5$). Alors que les deux demi-périodes du signal entrant étaient égales, celles du signal amplifié ne le sont plus : le tube a introduit une certaine distorsion, parce que PB est plus petit que PA sur la droite de charge. Si nous faisons osciller la grille de 6 volts, le point P se déplacerait de C à D, et on peut vérifier que la distorsion serait plus grande, parce que PD est nettement plus petit que PC.

La condition de fidélité peut donc s'énoncer comme suit : *De part et d'autre du point de fonctionnement, la droite de charge doit être divisée en parties égales par les courbes I_p/V_p correspondant aux potentiels de grille régulièrement espacés produits par le signal.* Ceci revient à dire que la pente doit être constante dans cette zone.

Dans la figure 84, cette condition est à peu près remplie pour un signal qui oscille la grille entre -4 et -8 volts, mais elle ne l'est plus si l'amplitude du signal augmente.

● Pour tout fragment tel que PA de la droite de charge, le quotient de la projection horizontale PM par la projection verticale AM est constant et égal à l'impédance de charge. Nous avons bien ici $PM = 100$ volts, $AM = 2$ mA, dont le quotient donne 50.000 ohms. Mais PM/AM mesure aussi l'inverse de l'inclinaison de la droite : plus ce rapport est grand, moins la droite est inclinée et plus elle se rapproche de l'horizontale. Si nous traçons dans le réseau une droite parallèle à la droite de charge — par exemple celle amorcée en tirets passant par le point M — ce sera aussi une droite

de charge de 50.000 ohms puisqu'elle aura la même inclinaison, mais elle correspondra à un autre réglage de la lampe. En la prolongeant, on verrait qu'elle aboutit à 400 volts sur l'échelle horizontale, qui serait la haute tension de la source ou de la plaque pour un courant anodique nul. D'où la règle pratique :

Pour tracer une droite de charge, on peut réunir d'abord par une droite deux points des échelles verticale et horizontale tels que volts divisés par ampère = ohms désirés. Il ne reste plus qu'à tracer une parallèle à cette droite en passant par le point de fonctionnement choisi : c'est la droite de charge.

● Le choix de l'impédance de charge correcte a une grande importance pour tirer du tube le maximum d'amplification avec le minimum de distorsion, ce qui est essentiel en basse fréquence. La figure 85 en montre un exemple avec une pentode. La haute tension disponible à vide étant 350 volts,

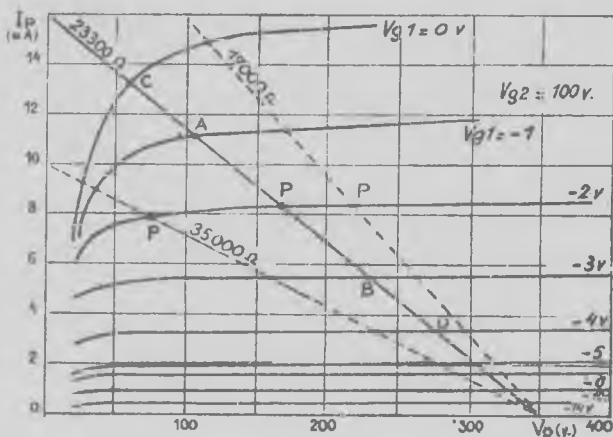


Fig. 85. — Mise en place de la droite de charge.

nous traçons diverses droites de charge passant par ce point sur l'échelle horizontale (celle de 17.000 Ω a la même résistance que la droite parallèle qui joindrait sur les échelles 255 volts et 15 mA). La polarisation est déterminée par l'amplitude maximum du signal (ici, 2 volts), ce qui donne le point de fonctionnement P sur les trois droites. La droite de 23.300 Ω peut être retenue pour la raison exposée plus haut (PA = PB, PC = PD). Par contre, celle de 35.000 Ω donnerait une plus forte amplification, mais à la condition de polariser le tube à - 3 volts et au prix d'une légère distorsion.

61. — Le générateur équivalent.

Puisque la tension de signal V_s fait varier le courant anodique comme si une tension V_s plus grande apparaissait dans le circuit-plaque, tout se passe au point de vue des variations du courant anodique comme si l'intervalle cathode-anode du tube

était un générateur produisant une tension $-\mu V_s$ et ayant une résistance interne (ρ). C'est ce générateur fictif qui alimente l'impédance de charge Z en série avec ρ (fig. 86). Le signe « moins » devant la tension indique l'inversion de phase due au tube.

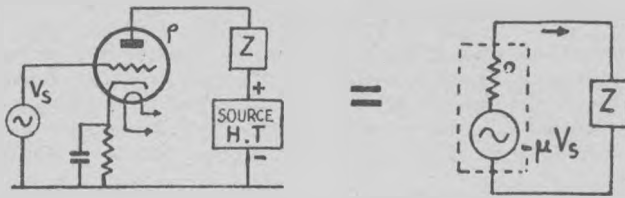


Fig. 86. — Amplificateur et son circuit équivalent. Le tube est considéré comme un *générateur de courant* allant de la plaque à la cathode.

Cette simplification facilite l'étude des amplificateurs, car elle élimine tous les courants et tensions qui ne sont pas dûs au signal.

● Suivant la formule de l'amplification N° 19 (§ 39), le signal V_s devient après amplification :

$$\text{Tension de signal amplifié} = V_s \frac{\mu Z}{Z + \rho}$$

Mais $\mu = S \rho$. En le remplaçant par sa valeur dans l'expression ci-dessus, la tension amplifiée devient :

$$V_s \frac{S \rho Z}{Z + \rho} = S V_s \frac{\rho Z}{Z + \rho}$$

Or, $S V_s$, produit de la pente du tube par la tension du signal arrivant à la grille, est la variation du courant anodique, tandis que $\frac{\rho Z}{Z + \rho}$ est la résultante de la résistance interne ρ et de l'impédance Z en parallèle. Donc :

Tout se passe comme si l'intervalle cathode-anode du tube était un générateur produisant un courant $-S V_s$ dans une impédance formée de la résistance interne et de l'impédance de charge en parallèle (fig. 87).

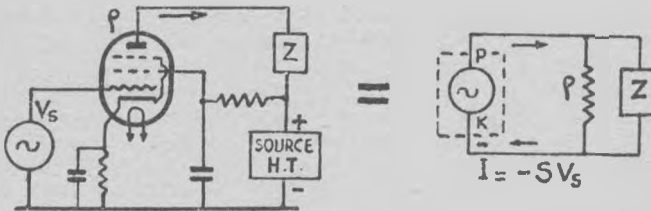


Fig. 87. — L'amplificateur de gauche et son circuit équivalent. Le tube est considéré comme un *générateur de tension* dirigée de cathode à plaque et de résistance ρ .

Cette seconde façon de « voir » le fonctionnement de la lampe est équivalente à la première, mais elle convient mieux aux tubes à grande résistance interne (pentodes, tétraodes, etc.).

62. — L'amplificateur de tension B.F. à résistance.

Ce type d'amplificateur est destiné à renforcer les signaux à fréquence musicale inférieure à 15.000 Hz, provenant d'un pick-up, d'un récepteur de radio ou de la cellule photo-électrique du cinéma sonore. On l'utilise également en télévision pour amplifier le signal détecté avant de l'appliquer au tube cathodique.

La principale qualité qu'on lui demande est la fidélité, car on peut toujours obtenir un haut gain en utilisant en cascade deux étages d'amplification fidèle. S'il s'agit d'amplifier le son, il faut et il suffit que toutes les fréquences qui composent le signal soient également amplifiées et que l'amplificateur ne fabrique pas des fréquences étrangères au signal. S'il s'agit de télévision, les choses se compliquent, car il faut en outre que les fréquences composantes du signal conservent leur phase, c'est-à-dire l'avance ou le retard qu'elles ont les unes par rapport aux autres.

Ces desiderata paraissent tout simples, mais leur réalisation l'est beaucoup moins.

Si l'impédance de charge est inductive ou capacitive, elle varie avec la fréquence et l'amplification varie aussi. Elle

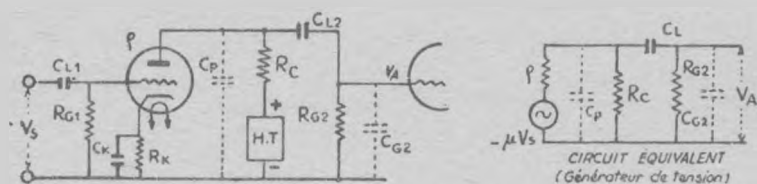


Fig. 88. — Amplificateur triode à résistance.

fait en outre varier la phase φ en fonction de la fréquence (tg $\varphi = X/R$), ce qui n'a guère d'importance pour le son, mais devient désastreux pour la vision.

Pour ces raisons, l'impédance de charge utilisée est un simple résistor capable de supporter le courant anodique I_p et de dissiper sans dommage l'énergie RI_p^2 sous forme de chaleur.

● La figure 88 représente un étage amplificateur à triode, le tube suivant étant seulement amorcé. La tension V_s du signal variable est transmis à la grille par le condensateur de liaison CL_1 (qui peut être supprimé si le signal ne contient pas une tension continue susceptible de dérégler la polarisation négative de la grille). Pendant le fonctionnement, des électrons viennent frapper la grille et ne vont pas plus loin, la grille prend ainsi une charge négative croissante qui finirait par l'amener au potentiel de cut-off. Pour éviter ce fâcheux phénomène de blocage, il faut offrir aux électrons égarés sur la grille un chemin de retour au bercail : c'est le rôle du résistor R_g , qui les ramène à la cathode où ils font justement défaut puisqu'elle en perd. Comme R_c court-circuite le signal, comme le montre la figure, on lui donne une valeur aussi élevée que le tube le permet.

Le résistor de polarisation R_k , dont la valeur est habi-

tuellement indiquée dans les tableaux de caractéristiques, vaut approximativement le quotient de la résistance de charge par le facteur d'amplification μ du tube. Il est shunté par la capacité C_k dont l'impédance $1/2 \pi f C_k$ doit être faible pour la fréquence la plus basse qu'on désire conserver. Comme C_e et R_k forment un système à constante de temps (§ 38), on calcule aisément C_k en divisant 1,59 par le produit $R_k \times$ fréquence de coupure. Par exemple, si on veut conserver la fréquence de 80 Hz avec $R_k = 2.700 \Omega$. $C_k = 1,59 / (0,0027 \times 80) = 7,4 \mu F$ au moins. Remarquez que dans les calculs de constante de temps, on exprime R en mégohms et C en microfarads.

La résistance de charge doit être plusieurs fois plus grande que r_o , sans dépasser le quart de R_{G_2} .

La capacité de liaison C_L forme avec R_{G_2} un diviseur de tension, la grille suivante ne reçoit que la tension apparaissant aux bornes de R_{G_2} , dont la valeur est aussi élevée que le permet le tube suivant. C_L doit donc avoir une impédance faible pour la fréquence la plus basse qu'on désire conserver. On peut le calculer comme ci-dessus, puisque C_L et R_{G_2} forment un système à constante de temps. Pour conserver $f = 80$ Hz par exemple avec $R_{G_2} = 20.000$ ohms, on pourra mettre $C_k = 1,59 / (0,2 \times 80) = 0,1 \mu F$.

● La figure 89 montre un étage amplificateur à pentode, il ne diffère de celui à triode que par l'adjonction de l'alimentation de la grille-écran ($R_E + C_E$). La valeur de R_E se calcule en divisant la chute de tension désirée par le courant d'écran, celle de C_E est habituellement $0,5 \mu F$.

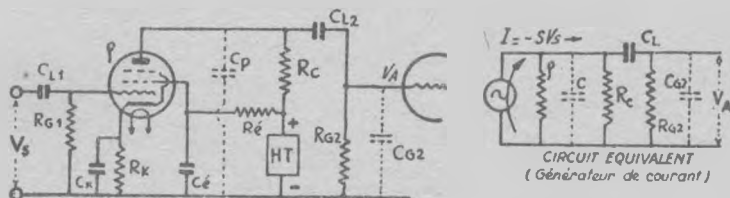


Fig. 89. — Amplificateur pentode à résistance.

Quant à la résistance de charge R_c , elle est évidemment faible devant la résistance interne r_o qui dépasse le mégohm. On met habituellement $0,25 M$, car R_{G_2} doit être au moins deux fois plus grand que R_c pour fournir un signal amplifié important à la grille suivante.

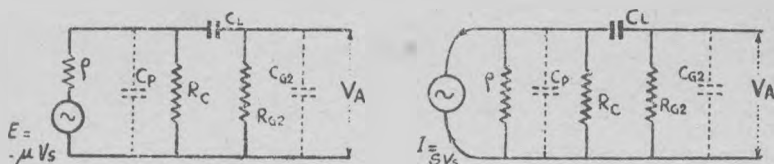
Les pentodes donnent une amplification supérieure à celle des triodes et respectent mieux les fréquences élevées, mais demandent une alimentation à haute tension mieux filtrée.

● Sans doute vous êtes-vous demandé ce que font ces capacités C_p et C_{G_2} dessinées en pointillé dans les figures 88 et 89. On ne les voit pas dans l'amplificateur « en chair et en os », mais elles n'en existent pas moins. La première est la *capacité de sortie* du premier tube, formée de la capacité plaque-cathode augmentée de la capacité du câblage jusqu'à C_{L_2} (total 15 à 30 pF). C_{G_2} est la *capacité d'entrée* de la seconde lampe, formée de sa capa grille-cathode aug-

mentée de celle de tout le circuit de grille (total 12 à 20 pour une pentode et 150 à 300 pF pour une triode, à cause de l'effet Miller).

Ce sont les chemins de fuite pour les signaux, et d'autant plus commodes que leur fréquence est plus élevée.

Regardons attentivement les figures 88 et 89. Le signal fait varier le courant dans l'espace cathode-anode, et la composante alternative de ce courant se referme par le circuit extérieur entre anode et cathode. La source H.T. étant supposée sans impédance, ce courant alternatif porteur du signal amplifié a le choix entre plusieurs chemins : d'abord la résistance de charge R_C où nous voudrions bien qu'il passe tout entier pour nous donner beaucoup de volts amplifiés, mais aussi le chemin qui, *via* C_{G2} , lui permet de traverser R_G , et C_{G1} , en parallèle. Enfin, les fréquences élevées seront tentées par C_P , dont la réactance diminue avec la fréquence. Notre courant alternatif se divise donc entre ces branches proportionnellement à leur perméance (c'est l'in-



Circuit équivalent à générateur de tension (triode).

Circuit équivalent à générateur d'intensité (pentode).

Fig. 90.

verse de l'impédance). Nous devinons que l'amplification varie avec la fréquence et qu'elle est inférieure à celle théorique, parce que l'impédance de charge réelle est la résultante de tout ce que traverse la composante alternative du courant anodique.

● Pour étudier l'influence des éléments de cette charge composite, il est commode de remplacer la lampe par son générateur équivalent (§ 61). Dans le premier schéma de la fig. 90, c'est un générateur de tension, tandis que le tube est considéré comme générateur de courant dans le second dessin. Ces deux circuits équivalents s'appliquent l'un et l'autre à l'amplificateur par triode ou par pentode, mais nous utiliserons le premier pour la triode, tandis que le second convient mieux à la pentode.

a) Aux fréquences sonores moyennes, C_P et C_{G2} ne comptent pas, tandis que C_L plus grand agit comme un court-circuit. La résistance de charge totale se réduit à R_C et R_{G2} en parallèle, et par conséquent nous avons pour la triode :

$$\text{Amplification} = \frac{\mu R_C \text{ total}}{R_C \text{ total} + \frac{R_C}{\mu}}$$

Pour la pentode, la variation de courant-plaque produite par chaque volt de signal est S . Dans le circuit équivalent de droite, on voit que cette variation doit traverser R_C et R_{G2} , tous trois en parallèle; leur résultante est donc inférieure à la plus faible de ces trois résistances, c'est-à-dire R_C .

Rappelons que la résistance résultante de R_C , R_{G2} et $\frac{R_C}{\mu}$ en parallèle est $R_C / (1 + \frac{R_C}{R_{G2}} + \frac{R_C}{\mu})$. Avec les valeurs couramment utilisées ($R_C = 250 \text{ K}\Omega$, $R_{G2} = 500 \text{ K}\Omega$), elle représente à peu près 60 % de R_C . Avec $R_C = 100 \text{ K}\Omega$, elle vaut un peu plus de 80 % de R_C .

Puisque $V = IR$, l'amplification est :

$A = S \times$ Résistance équivalente (R_c, ρ et R_g , en parallèle). Pratiquement, elle dépasse la moitié du produit $S R_c$.

b) Aux fréquences basses, C_p et C_g , ne comptent pas davantage, mais CL fait sentir sa réactance $1/2\pi f CL$. Quand cette réactance devient égale à la résultante de $R_c + \rho$ en parallèle + R_g , en série, l'amplification tombe à 0,707 fois la valeur calculée ci-dessus.

c) Aux fréquences élevées, CL redevient un court-circuit, mais les capacités parasites C_p et C_g , interviennent. Comme elles sont en parallèle, elles s'additionnent simplement. Quand leur réactance $1/2\pi f (C_p + C_g)$ est égale à la résultante de R_c, ρ et R_g en parallèle, l'amplification tombe à $1/\sqrt{2}$ ou 0,707 fois sa valeur initiale.

Ainsi l'amplification est maximum pour le médium, elle tombe progressivement vers l'aigu et le grave.

Mais les capacités nous jouent encore un autre tour : la variation du courant anodique est bien en phase avec le signal de grille au centre du médium, mais il se déphase de plus en plus *en retard* vers le grave et *en avance* vers l'aigu. Quand l'amplification tombe à 0,707 fois sa valeur maximum, le déphasage est de $\pi/4$ ou 45° . Nous avons déjà dit que c'est désastreux en télévision. En radiophonie, c'est au moins gênant quand l'amplificateur est formé de plusieurs étages, comme on verra plus loin.

Et terminons par quelques remarques :

— Le condensateur de liaison CL doit être d'excellente qualité, car la moindre fuite polariserait positivement la grille suivante, avec les inconvénients signalés.

— Une résistance de grille R_g trop élevée est dangereuse pour un tube mal vidé, car le gaz résiduel s'ionise, les ions positifs sont captés par la grille et ne peuvent s'écouler. La grille devient positive et le courant cathodique augmente jusqu'à destruction du tube.

— Pour réduire la chute des aiguës, il faut d'abord chercher à diminuer les capacités parasites C_p et C_g par un câblage court et soigné, l'emploi de lampes miniatures où les capacités internes sont faibles et surtout en utilisant des pentodes, exemptes d'effet Miller. La constante de temps CLR_g doit être élevée, alors que le quotient CL/R_g doit être d'autant plus petit que R_c est grand. Il faut donc R_c faible, CL fort et R_g plutôt faible pour respecter au mieux les aiguës. Avec une triode, on peut aussi réduire ρ .

— Pour respecter les graves, il faut augmenter CL . Quant la constante de temps CLR_g (mégohms \times microfarads) n'atteint que $1/6$ de période, la perte atteint 30 % : c'est la fréquence dite « de coupure ». Les valeurs habituellement utilisées : $CL = 0,1 \mu F$ et $R_g = 0,5 M \Omega$ donnent une constante de temps de 0,05 seconde qui permet la transmission de 32 Hz avec un rendement de 70 % (En effet, $1,59/0,05 = 32$, suivant la deuxième règle du § 38).

— Dans une pentode, c'est la tension d'écran qui régit le courant-plaque au repos. Si celui-ci est trop intense, la chute de tension le long de R_L peut atteindre les $2/3$ de la haute tension disponible, la tension-plaque devient plus

faible que la tension d'écran, on tombe dans la région de grande courbure des caractéristiques et l'amplification dégringole en même temps que la distorsion devient importante.

Le réglage correct de la tension d'écran est très important.

63. — L'amplificateur de tension B.F. à transformateur.

Pour coupler le circuit-plaque de la première lampe au circuit-grille de la seconde, on peut utiliser un transformateur au lieu du trio : R de charge — C de liaison — R de grille (*fig. 91*). Il est surtout intéressant à la suite d'une triode, parce que la résistance du primaire en continu est assez faible et ne réduit pas sensiblement la tension anodique au repos.

Comme on l'a vu dans le *Précis d'Electricité*, un transformateur peut être comparé à une boîte de vitesses qui permet de multiplier ou démultiplier les impédances, afin de marier correctement le moteur avec la charge, ou encore à une lorgnette où la plus petite impédance regarde par le gros bout

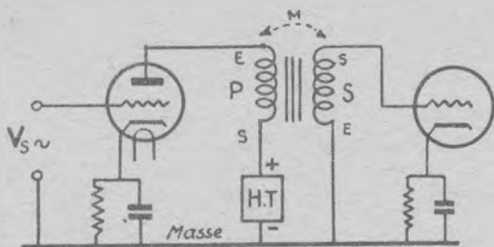


Fig. 91. — Couplage par transformateur.

et la grande impédance par le petit bout : elles se voient réciproquement diminuées ou agrandies à leur convenance et s'imaginent qu'elles sont de même taille, ce qui leur permet de se transmettre l'énergie avec le maximum de rendement.

C'est ce qui a lieu ici. Voici par exemple un transfo supposé sans fuites magnétiques et ayant trois fois plus de spires au secondaire qu'au primaire. Je lui mets à gauche une lampe dont le $r_0 = 25\text{ K}\Omega$, et à droite la capacité totale formée par le C_{gr} du tube, la capacité du câblage et surtout la capacité répartie du secondaire. L'impédance de cette capacité totale est par exemple $225\text{ K}\Omega$ à 1.000 Hz.

Aux yeux du primaire, ces $225\text{ K}\Omega$ sont neuf fois plus petits qu'en réalité, car ils sont divisés par le carré du rapport secondaire/primaire. Et le tube qui regarde par le gros bout de la lorgnette se croit marié à une impédance égale à la sienne, et il est satisfait. La mariée ne l'est pas moins, car elle regarde son tube par le petit bout de la lorgnette et le voit neuf fois plus gros qu'il n'est en réalité. Et le rendement est maximum.

● Mais un transformateur n'est pas formé de deux selfs à l'état pur avec un champ magnétique bien sage qui passe

tout entier dans les deux enroulements. C'est un assemblage compliqué de self-inductions, de capacités réparties et de résistances dynamiques. Pour étudier ses mœurs, il est commode de profiter de ses talents d'illusionniste : puisque le primaire se fabrique du circuit secondaire une image N^2 fois plus petite, nous ferons comme lui. Dans le secondaire, il y a la *self* L_s de l'enroulement en série avec sa résistance R_s et la capacité totale C_s , les impédances réelles en série dont donc ωL_s , R_s et $1/\omega C_s$ (avec $\omega = 2\pi f$).

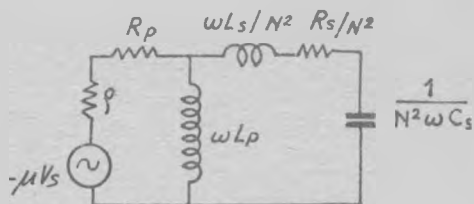


Fig. 92. — Schéma équivalent de l'amplificateur B.F. à transformateur.

Mais le primaire se croit chargé par ces impédances *divisées* par N^2 , d'où le circuit équivalent de la figure 92.

a) Aux fréquences sonores moyennes, l'impédance du primaire (formée de ωL_p et R_p) est très grande. Par exemple, avec un primaire de 25 henrys et à la fréquence de 800 Hz, l'inductance $\omega L_p = 2 \times 3,14 \times 800 \times 25 = 125.600 \Omega$. Elle équivaut à une coupure, et il en est de même pour la capacité du secondaire. Par conséquent, la tension amplifiée μV_s (fournie par le tube considéré comme générateur de tension) ne se perd dans aucune impédance, mais le transfo la multiplie par son rapport N .

L'amplification est donc égale à μN .

b) Aux fréquences basses, l'inductance du primaire diminue, ainsi que l'amplification. Celle-ci n'a déjà plus que 70,7 % de sa valeur initiale quand l'inductance primaire est égale à la résistance interne du tube.

c) Aux fréquences élevées, la réactance des capacités associées du secondaire (alliées à celle du câblage et à C_{kg} du tube suivant) diminue à son tour, de même que l'amplification. Mais un nouveau phénomène vient se greffer : à une certaine fréquence l'inductance ωL_s et la capacité $1/\omega C_s$ s'égalisent, et voilà une résonance-série d'autant plus marquée que le facteur de surtension Q du secondaire est élevé. Tout va bien quand Q se tient aux environs de 0,8, parce que la surtension de résonance compense la chute des aiguës, mais au delà de ce chiffre les aiguës exagèrent. On est contraint d'abrutir le secondaire en lui mettant une résistance en série (fig. 93).

Nous commençons à entrevoir les qualités d'un bon transfo pour ampli BF : primaire à grande réactance, mais faible résistance pour laisser beaucoup de volts à la plaque, donc beaucoup de tours de fil de bonne section sur un noyau très perméable — faible rapport de transformation pour

augmenter la self primaire et réduire la capacité répartie du secondaire, laquelle demande en outre un transformateur peu volumineux et un bobinage spécial, en galettes par exemple. En outre, le secondaire doit avoir une fréquence de résonance élevée avec un facteur Q un peu inférieur à 1. Avec un bon secondaire, ce Q est beaucoup plus élevé, mais il y a un correctif : comme le secondaire charge le primaire,

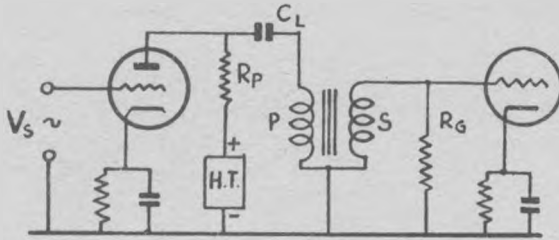


Fig. 93. — Transformateur alimenté en parallèle.

celui-ci charge réciproquement le secondaire et tout se passe comme si ce dernier avait en parallèle la résistance interne du tube précédé *multipliée par le carré du rapport secondaire/primaire*, ce qui réduit le Q à une valeur assez faible.

Il résulte de ceci qu'un transformateur déterminé doit être associé à un tube dont le q ne puisse varier que dans des limites assez étroites — généralement aux alentours de 10.000Ω . D'autre part, comme le courant continu traversant le primaire tend à saturer le fer, celui-ci doit être à haute perméabilité, avec un étroit entrefer.

Pour remonter la self primaire que le courant continu réduit malgré tout, un premier moyen consiste à diminuer le courant-plaque moyen en augmentant la polarisation négative du premier tube, si l'amplitude du signal le permet. On peut encore utiliser l'alimentation-parallèle si la haute tension disponible est suffisante (fig. 93). Cette haute tension est appliquée à la plaque par la résistance R_p , mais est arrêtée par le condensateur de liaison C_L , qui laisse passer la composante alternative du courant-plaque vers le transformateur. On met d'habitude $2 \mu F$ devant un primaire de 20 à 30 henrys, $1 \mu F$ devant 50 H et $0,5 \mu F$ devant 100 H.

Le primaire n'étant pas parcouru par du courant continu, le fer peut avoir une perméabilité très élevée et on peut même le constituer en permalloy. On obtient ainsi une réactance considérable au primaire avec un minimum de spires de fil fin, ce qui a permis de faire d'excellents transformateurs de faible volume. En mariant un C_L convenable avec la self primaire, l'ensemble devient résonnant sur la fréquence grave où la perte d'amplification atteint 30 à 40 % et il est amorti par R_p : il en résulte un relèvement de l'amplification des graves dont le registre se trouve étendu plus loin.

Malgré cela, la courbe de réponse d'un bon amplificateur à résistance est généralement plus satisfaisante et l'amplification plus élevée. Comme ces résultats sont obtenus avec deux résisteurs et un condensateur nettement moins coûteux,

moins encombrants et moins lourds qu'un excellent transformateur, on conçoit que celui-ci ne soit plus guère utilisé que dans des cas spéciaux — par exemple, quand la HT disponible est très faible ou quand la résistance en courant continu du circuit-grille suivant doit être très réduite.

64. — L'amplificateur B.F. très large bande.

Pour certaines applications, telles que la télévision ou même simplement la reproduction sonore à haute fidélité, il est nécessaire de réaliser des amplificateurs couvrant une très large bande de fréquences. L'amplificateur à résistance à pentode peut être utilisé, en prenant quelques précautions :

a) Pour respecter les très basses fréquences, on augmente la capacité de liaison et celle qui by-passe la résistance de polarisation comme on l'a vu au § 62.

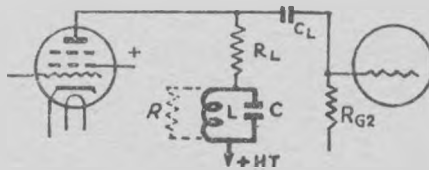


Fig. 94. — Compensation des aiguës par circuit bouchon LC (traits gras).

b) Pour respecter les aiguës, on tâche de réduire les capacités parasites, d'où tubes à faibles capas internes, câblage court — on diminue le résisteur de charge et celui de la grille suivante, avec des tubes à grande pente pour obtenir quand même une amplification acceptable — on met, en série avec le résisteur de charge, un circuit oscillant-parallèle LC (fig. 94) dont la fréquence de résonance est celle où les aiguës deviennent insuffisantes (avec éventuellement R en parallèle pour réduire le facteur de surtension et éviter une pointe de résonance accusée) ; — enfin, on utilise la contre-réaction pour améliorer la courbe de réponse et réduire le déphasage (§ 72, 73, 74).

On arrive à réaliser ainsi un amplificateur sensiblement aperiodique depuis 15 jusqu'à 20.000 Hz.

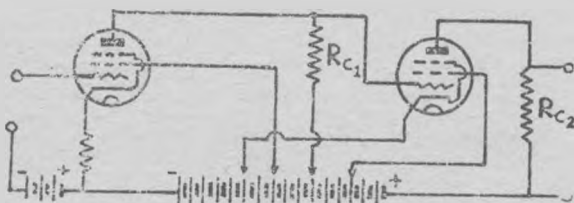


Fig. 95. — Amplificateur à liaison directe.

On peut descendre encore plus bas en fréquence, même jusqu'à 1 période par heure ou par jour avec l'amplificateur à liaison directe qui est capable d'amplifier uniformément

une très grande bande de fréquences s'il est bien réalisé. Le secret en est simple : il ne contient ni bobines, ni condensateurs, rien que des résisteurs. La figure 95 en montre un exemple. Les tensions sont toutes fournies par piles ou accus, afin de n'avoir en circuit que de pures résistances. On voit que le signal amplifié, recueilli le long de la résistance de charge R_c du premier tube, est appliqué directement à la grille du tube suivant. Remarquez que la cathode de celui-ci semble être positive par rapport à la grille — en réalité, c'est le contraire, à cause de la chute de tension le long de R_c . La plaque du dernier tube étant plus positive que sa grille et sa cathode, le fonctionnement est normal. A cause de la grande différence de potentiel entre les deux cathodes, il faut une batterie de chauffage pour chaque filament.

Malgré toutes ces précautions, il y a une limite supérieure de fréquence, à cause des inévitables capacités réparties et celles internes des tubes.

65. — Les amplificateurs accordés.

Pour amplifier les signaux dont la fréquence peut atteindre plusieurs MHz en radiophonie et même des centaines en télévision, il ne peut être question d'utiliser l'amplificateur à résistances qu'on a déjà toutes les peines du monde à faire monter jusqu'à 20.000 Hz, à cause des capacités parasites en parallèle sur la résistance de charge. Aux fréquences élevées, la réactance de ces capacités devient très faible, elles court-circuitent littéralement la résistance de charge et l'amplification tombe à zéro. On recueillerait moins de volts qu'on en mettrait dans la grille.

Comme ces capacités parasites (CKP du premier tube et CKG du second + capacité des supports et du câblage) ne peuvent être totalement supprimées, il suffit de les rendre inoffensives pour monter en fréquence autant qu'on le désire.

C'est bien simple : il n'y a qu'à remplacer le résistor

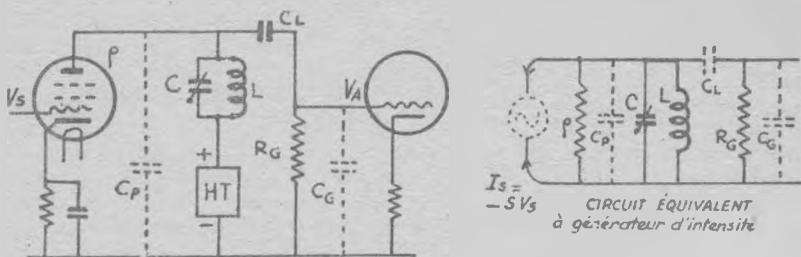


Fig. 96. — Amplificateur dit : à plaque accordée, et son circuit équivalent (Pour la clarté, on n'a pas représenté les connexions du filament et de la grille-écran.)

qui charge le tube par un circuit oscillant accordé en parallèle sur la fréquence du signal (fig. 96). Un tel circuit présente pour cette fréquence une impédance considérable si son facteur de surtension Q est élevé (§ 34). Dans ce montage, les capacités parasites C_p et C_g , sont toujours en

parallèle avec la charge représentée par le circuit oscillant CL, elles s'ajoutent donc à la capacité d'accord C qu'il suffit de diminuer en conséquence, ce qui revient à les escamoter.

On sait qu'à la résonance, la réactance ωL de la self est égale à celle de $1/\omega C$ de la capacité. Leur valeur commune, multipliée par le facteur de surtension Q de la bobine, constitue l'impédance de charge ωLQ ou L/Cr (voir § 34).

A cause des inconvénients de l'effet Miller (§ 50), l'amplification HF et MF par triodes est pratiquement abandonnée, on n'utilise plus guère que des pentodes.

L'étude d'un amplificateur accordé se fait suivant les mêmes principes que ceux aperiodiques pour basse fréquence. Le circuit équivalent montre que L est accordé par $C + C_P + (CL + C_G)$. Ces deux dernières capacités étant en série, leur somme est inférieure à C_G . Pour avoir le droit de considérer les capacités en pointillé C_P , CL et C_G comme inexistantes, il suffit de les bloquer dans la seule capacité d'accord C.

Par exemple, pour accorder $L = 180 \mu H$ sur 1.000 KHz, il faut lui mettre 141 pF en parallèle. Si le trio $C_P - CL - C_G$ fait en tout 21 pF, le condensateur réel C aura seulement 120 pF, et la capacité d'accord sera $120 + 21 = 141$ pF.

D'autre part, la résistance interne ρ d'une pentode HF dépasse souvent le mégohm, tandis que la résistance de grille R_G atteint 500.000 Ω . Comme elles sont en parallèle avec l'impédance de charge ωLQ beaucoup plus faible (avec $Q = 50$, elle n'atteint que 56.500 Ω dans l'exemple précédent), elles réduisent peu la valeur de celle-ci (de 18 % dans notre exemple). *Tout se passe comme s'il n'y avait en circuit que l'impédance du circuit accordé avec un facteur Q un peu plus faible*, et par conséquent l'amplification approximative est :

$$A = S \omega L Q \quad [22]$$

S étant la pente du tube au point de fonctionnement.

● Cet amplificateur, dit « à plaque accordée », fut autrefois à la mode, mais il présente un double défaut : il amplifie peu et manque de sélectivité, parce qu'il faudrait pour cela un fort facteur Q. Avec Q élevé, nous aurions bien une grande impédance théorique dans notre circuit accordé, mais R_G en parallèle serait aussi grand qu'elle et le circuit serait amorti, et le Q dégringolerait : un joli cercle vicieux, comme on voit. Et si même nous pouvions charger la pentode avec une impédance égale à son ρ ou presque, nous aurions une distorsion inadmissible : il suffit pour s'en rendre compte de tracer, dans un réseau de courbes I_p/V_p d'une pentode, une droite de charge d'un mégohm, donc presque horizontale (§ 60). Une pentode est faite pour travailler en quasi-court-circuit. Elle ne peut accepter qu'une faible impédance de charge.

Pour faire disparaître ces inconvénients, il faudrait donc un circuit résonnant avec un Q très élevé, sans résistance R_G pour l'amortir, mais qui, cependant, ne chargerait pas la pentode à plus du quart de sa résistance interne. C'est bien simple : il n'y a qu'à mettre un transformateur de rapport convenable, qui mariera le ρ du tube et le Z du circuit résonnant à la satisfaction des deux conjoints, en même

- temps qu'il rendra inutile la résistance R_G , puisque les électrons recueillis par la grille trouveront un chemin de retour direct vers la cathode (fig. 97).

Un bon circuit accordé peut atteindre une impédance de 500.000 ohms. Je veux le mettre à la suite d'une pentode dont le $\rho = 1$ mégohm : j'en fais donc le circuit secondaire d'un transformateur dont le primaire est en série avec le ρ du

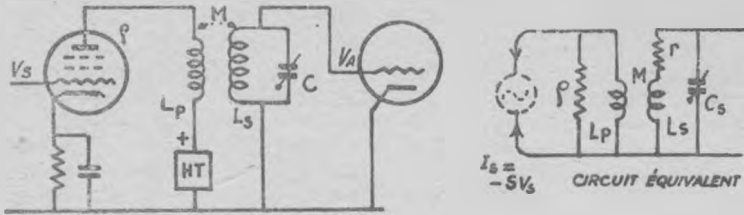


Fig. 97. — Amplificateur H.F. à secondaire accordé.

tube. Si le rapport primaire/secondaire est $\sqrt{2}$, le primaire se fabriquera une image deux fois plus petite du secondaire et la pentode se croira chargée par 250.000 ohms seulement.

Pour connaître l'amplification obtenue, il suffit de faire le même raisonnement que pour l'ampli à plaque accordée, sauf que l'induction mutuelle M des deux enroulements remplace maintenant la self-induction L .

L'amplification approximative a pour valeur :

$$A = S \omega M Q \quad [23]$$

Rappelons que l'inductance mutuelle M exprime le rapport entre le flux magnétique créé dans un enroulement par le courant qui circule dans l'autre, et ce même courant. Par exemple, si ϕ est le flux dans le secondaire créé par I_p dans le primaire, nous avons M henrys = $10 \phi / I_p$. Si I_p varie, ϕ_s varie aussi et il naît dans le secondaire une force électromotrice e telle que :

$$e = - M \frac{d I_p}{d t}$$

(en volts, henrys, ampères et secondes).

Entre la self primaire L_p et la self secondaire L_s , l'induction mutuelle M peut prendre diverses valeurs suivant leur forme et leur disposition. Sa valeur maximum est $\sqrt{L_p L_s}$. Le rapport entre l'induction mutuelle effective et celle maximum, c.a.d.

$\frac{M}{\sqrt{L_p L_s}}$ exprime le degré de couplage entre les deux circuits,

c'est le coefficient de couplage K compris entre 0 et 1.

● On sait* que si r est la résistance du secondaire, le couplage créé dans le circuit primaire une image de cette résistance égale à $\omega^2 M^2 / r$ qui représente la charge effective du tube. Avec une triode, l'amplification maximum s'obtiendrait en réglant M (ou K) de façon à égaliser $\omega^2 M^2 / r$ et la résistance interne ρ du tube. Avec une pentode, ρ est tellement élevé que la charge effective ne peut l'atteindre, et le maximum d'amplification s'obtient avec le maximum de couplage.

(*) Voir PRÉCIS D'ELECTRICITÉ, circuits couplés.

Pour l'étude pratique de l'amplification, la meilleure méthode consiste à calculer d'abord la charge effective $\omega^2 M^2 / r$ que le transformateur crée dans le circuit primaire. Puis on trace la droite de cette charge dans le réseau I_p / V_p du tube, comme nous l'avons vu au § 60, en la faisant passer par le point de fonctionnement qui est à l'intersection de la courbe de polarisation V_g choisie et de la verticale partant de la tension-plaque au repos. En faisant osciller ce point sur la droite de charge dans les limites de la tension de signal, on voit immédiatement sur l'échelle horizontale la valeur de l'amplification (variation de V_p divisée par variation de V_g) et on peut apprécier les distorsions éventuelles.

66. — Amplificateurs à filtre de bande.

Les amplis précédents n'ont qu'un circuit accordé, leur courbe de sélectivité est une « chandelle » ou une simple éminence comme les figures 56 ou 57, suivant l'importance de l'amortissement. Ce n'est pas la courbe idéale pour amplifier uniformément les signaux dont la modulation couvre une bande de fréquences plus ou moins large. Il faut un « filtre de bande », formé de deux circuits accordés sur la même fréquence et couplés au voisinage du couplage critique, comme on l'a vu au § 37.

Pour réaliser un tel filtre (fig. 98), il suffit d'accorder aussi le primaire du transformateur de liaison de la figure 97,

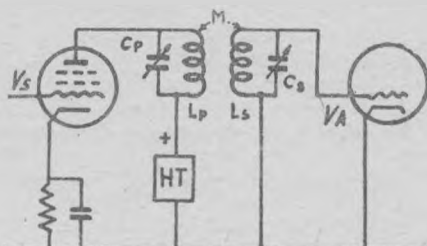


Fig. 98. — Amplificateur à filtre passe-bande.

et de desserrer le couplage des deux bobines. Si elles sont identiques, le coefficient K de couplage critique est l'inverse du Q des bobines : par exemple, avec $Q = 200$, on a $K = 0,005$. C'est un couplage très lâche. Avec des bobines de Q différents, k est la moyenne géométrique des deux Q , c'est-à-dire la racine carrée de leur produit.

Lorsque ce couplage critique est atteint, on obtient le maximum d'amplification :

$$A \text{ maximum} = \frac{1}{2} S \omega \sqrt{L_p L_s} \sqrt{Q_p Q_s}$$

Si les deux bobinages sont identiques, cette expression se réduit à $\frac{S \omega L Q}{2}$: c'est exactement la moitié du gain

qu'on obtiendrait en plaque accordée avec un seul des deux circuits résonnants.

Partant de ce couplage critique, on le resserre un fifrelin : deux bosses apparaissent au sommet de la courbe et vont s'écartant, en même temps que baisse l'amplification. Le couplage idéal est assez proche de celui critique, on le réalise d'habitude sous le contrôle des instruments de mesure. Pour ceux que les formules intéressent, nous donnerons néanmoins celle de l'amplification à la résonance pour un couplage K quelconque :

$$\text{Amplification} = S \frac{K \omega \sqrt{L_P L_S}}{K^2 + \frac{1}{Q_P Q_S}} \quad [24]$$

● La figure 99 montre le principe d'un amplificateur où le filtre passe-bande est à couplage capacitif au lieu d'in-

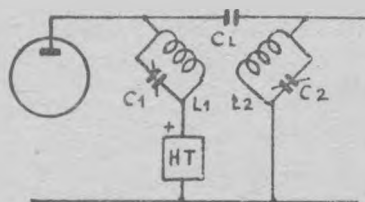


Fig. 99. — Filtre à couplage capacitif.

ductif. Ici, les bobinages n'ont pas d'induction mutuelle, le couplage est obtenu par la capacité C_L de quelques picofarads seulement (habituellement faite de deux fils isolés torsadés plus ou moins raccourcis pendant le réglage).



VII. — DISTORSION ET RÉACTION

« Où le péché abondait, la grâce a surabondé. »

SAINT PAUL. Romains 5:20.

Comme le péché répandu sur le monde, la distorsion guette le signal dans tous les méandres de son chemin « du producteur à l'utilisateur ». Il est temps de faire connaissance avec ses multiples aspects, car si nous ne pensons pas à elle à chaque étape de la transmission ou de la réception, vous pouvez être assuré qu'elle pensera à nous.

67. — Les différentes distorsions.

Ce qui manque à la reproduction ou ce qu'elle a de trop pour ressembler fidèlement à l'original est une distorsion. On distingue :

1. La distorsion harmonique.

Des fréquences étrangères se sont ajoutées au signal dont le caractère se trouve changé. On peut montrer que ces fréquences sont des harmoniques de la fréquence fondamentale, c'est-à-dire des multiples entiers de celle-ci.

Par exemple, si le signal BF ou la modulation du signal HF est une fréquence sonore à 500 Hz (ce qui correspond à peu près au *do* situé au milieu du clavier du piano), l'harmonique 2 est la fréquence 1.000 Hz, l'harmonique 3 est 1.500 Hz, et ainsi de suite. La fréquence fondamentale à 500 Hz est rarement seule, le son qui en résulterait serait un sifflement sans caractère. Chaque voix et chaque instrument qui chante ce *do* émet non seulement le fondamental de 500 Hz, mais encore un certain nombre d'harmoniques plus ou moins intenses, et c'est ce contenu d'harmoniques variable d'un instrument à l'autre qui constitue son timbre caractéristique.

On comprend que la distorsion harmonique modifie le timbre en ajoutant au son des harmoniques étrangers. Elle transforme la clarinette en violon, les femmes en dragons, le piano en casserole.

Les différents harmoniques parasites n'ont pas tous la même nocivité, d'abord parce qu'ils diminuent généralement d'amplitude à mesure que leur numéro d'ordre s'élève, et aussi parce que l'oreille est plus complaisante pour les harmoniques d'ordre pair que pour les impairs. En effet, les harmoniques 2 et 4 du *do* sont encore des *do* situés à une et à deux octaves au-dessus du premier, tandis que l'harmonique 3 est un sol et l'harmonique 5 un si bémol tout en

haut du clavier. Jouez-les ensemble, ce n'est pas très joli. Quant à l'harmonique 7, vous ne le trouverez nulle part sur le clavier pour aucune note, il donne une pure cacophonie quand on l'ajoute au fondamental.

La grande cause de distorsion harmonique est la *courbure de la caractéristique de transmission* des organes, les lampes en particulier. Le mal n'est pas grand en haute fréquence,

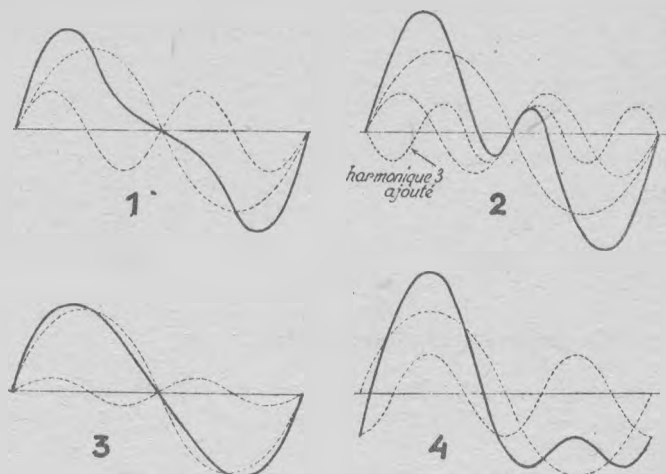


Fig. 100. — Distorsions subies par un signal.

1. Signal initial, avec ses composants en pointillé (fondamental et 50 % harmonique 2).
2. Distorsion harmonique par adjonction d'harmonique 3.
3. Distorsion de fréquence (harmonique 2 réduit).
4. Distorsion de phase (harm. 2 en avance de $\pi/4$).

parce que le signal n'exploite qu'une faible partie de la courbe du tube et que les circuits accordés élaguent immédiatement tout ce qui n'entre pas dans la bande passante. Mais il n'en est pas de même en basse fréquence où l'on s'efforce de tout conserver : le tube triode introduit surtout des harmoniques pairs et la pentode des harmoniques impairs quand on les fait travailler dans une partie courbe de leur caractéristique dynamique I_p/V_g .

L'oreille tolère de 5 à 10 % d'harmonique 2, de 2 à 4 % d'harmonique 3 et beaucoup moins au delà, selon sa formation artistique.

La *distorsion harmonique totale*, telle qu'elle figure dans les catalogues de tubes, est donnée en pourcentage par la formule :

$$D = \frac{100 \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I \text{ fondamental}} \quad [25]$$

I_2, I_3, I_4 étant les amplitudes du courant des harmoniques 1, 2, 3.

2. La distorsion de fréquence.

C'est le fait d'une reproduction où toutes les fréquences du signal ne sont pas également amplifiées. On a vu que les amplificateurs reproduisent généralement mieux le médium que les basses ou les aiguës extrêmes, sauf précautions spéciales. De même, les autres maillons de la chaîne et particulièrement les haut-parleurs favorisent certaines fréquences ou en escamotent d'autres. Cette dernière forme de la distorsion de fréquence est particulièrement gênante, elle est due à des résonances électriques ou acoustiques et produit le « bruit de tonneau » bien connu.

La distorsion de fréquence est habituellement causée par la présence de réactances inductives ou capacitives.

3. La distorsion de phase.

Celle-ci déforme bien le signal, mais n'en modifie pas le contenu. Comme notre oreille n'est pas sensible aux variations de phase des harmoniques, cette distorsion n'est pas gênante en radiophonie, mais elle est redoutable en télévision. Ce sont encore les éléments réactifs associés aux résistances qui causent généralement les déphasages inégaux des composantes du signal.

4. La distorsion des transitoires.

On appelle « transitoire » un son qui naît ou meurt brusquement ou change brutalement de volume, comme les percussions, le piano, etc. Leur distorsion provoque le traînage des sons, la mollesse d'attaque des instruments, le mélange.

Cette distorsion est due à plusieurs causes : constantes de temps mal calculées, amortissements insuffisants, perte des fréquences aiguës, inertie du haut-parleur, etc.

5. Les bruits parasites.

A côté des parasites atmosphériques et ceux dus aux moteurs, enseignes au néon, interrupteurs du voisinage, qui entrent par l'antenne en même temps que le signal, il y a d'autres bruits fabriqués par le récepteur : ronflement du secteur alternatif qui alimente les tubes et se fraie un chemin vers le haut-parleur, souffle ou « bruit de fond », chuintements et sifflements divers. Bien entendu, tous ces défauts sonores ont leurs homologues en télévision, où ils causent des variations locales de luminosité, des « chutes de neige », des zébrures et autres misères.

Le bruit de fond mérite une étude spéciale. Quant aux sifflements, leurs causes sont diverses, mais la principale est le couplage réactif dont l'importance est considérable, car il nous apporte, avec le mal, un remède souverain contre la plupart des distorsions : la *contre-réaction* qui sera étudiée plus loin.

6. La transmodulation.

C'est un défaut qui se produit quand deux signaux de fréquences f_1 et f_2 se présentent à la grille d'un tube dont la caractéristique I_p/V_g est courbe. Le courant anodique contient non seulement ces fréquences, mais toutes sortes

de combinaisons : $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$, $2f_1 + f_2$, $f_1 + 2f_2$, etc. La courbure a marié ensemble les deux fréquences qui deviennent désormais inséparables dans leur descendance.

Et ce n'est pas tout. Si ces fréquences sont accompagnées d'harmoniques, ceux-ci se combinent entre eux et avec les fréquences fondamentales. Bien mieux : le nombre de ces combinaisons et leur amplitude augmente avec l'ordre des harmoniques, si bien qu'un faible pourcentage d'harmonique 5 ou 7, déjà haïssable par lui-même, engendre des combinaisons plus puissantes que le même pourcentage d'harmonique 2 ou 3. Il en résulte des chuchotements, des éclats que les Anglo-Saxons ont baptisés « bavardage de singes ».

7. La cross-modulation.

Quand deux fréquences différentes se rencontrent sur la grille d'un tube amplificateur, on peut montrer par le calcul qu'il se produit une résultante partielle ayant la même fréquence que l'un des deux signaux, mais dont l'amplitude est commandée par celle de l'autre signal. Le premier signal se trouve ainsi renforcé de façon variable par cette résultante parasite. C'est encore un accident dû à la courbure des caractéristiques des tubes.

68. — Les bruits de fond.

Transportez sur la Lune un récepteur très sensible, il ne recevra plus aucune émission, pas même celle des orages, puisqu'il n'y en a pas sur notre satellite, mais il ne sera pas complètement muet pour cela : on entendra encore un certain ronflement si les tubes sont alimentés en courant alternatif, et un « souffle » caractéristique même avec l'alimentation par courant continu.

● Le ronflement du secteur peut se faufiler jusqu'au haut-parleur par plusieurs voies. Les cathodes à chauffage indirect ne subissent généralement guère l'influence de la variation du courant de chauffage, mais le circuit de celui-ci peut constituer le primaire d'un transformateur dont le secondaire est un proche circuit de grille, où la tension ronflante s'en donne à cœur joie. Pour alimenter les anodes et les écrans, l'alternatif doit être transformé en continu qui peut contenir des traces de tension ronflante si le filtrage est imparfait. Le transformateur d'alimentation et les autres bobinages ou circuits parcourus par l'alternatif aspergent le voisinage de leur champ magnétique qui induit le ronflement dans tout circuit qu'il baigne. La seule présence d'une pièce ou d'un fil à la tension du secteur, même s'il n'y passe aucun courant, produit un champ électrique ronflant qui peut faire naître une tension parasite importante dans les pièces reliées à la terre par une résistance élevée, etc.

Les remèdes découlent de source : blindage des tubes et des connexions BF délicates, mises à la terre du châssis et des blindages par une connexion sans résistance, blindage des transformateurs et bobinages parcourus par l'alternatif, chasse aux pertes magnétiques, réduction des connexions, éloignement et bonne orientation des transformateurs pour

réduire l'induction, et, dans les cas extrêmes, blindage magnétique en mu-métal des organes sensibles (Voir § 28).

● Dans les résisteurs au carbone, les contacts entre grains sont imparfaits, le passage du courant les échauffe localement et fait varier la résistance entre grains en créant parfois des étincelles minuscules. Il en résulte des variations irrégulières de courant qui engendrent dans le résistor des potentiels de toutes fréquences audibles, dont le mélange produit un bruit appelé *souffle*.

● Dans un conducteur même en cuivre, les électrons libres, dont le déplacement constitue le courant, ont à lutter contre l'agitation thermique des molécules qui dansent en tous sens de façon absolument désordonnée autour de leur position moyenne en faisant des écarts d'autant plus grands que la température est plus élevée. Ces électrons subissent des impulsions en tous sens, qui augmentent le courant ou le freinent suivant leur direction. Il y a des milliards de milliards d'impulsions semblables par millimètre cube de matière, et la moyenne est nulle : théoriquement, nous devrions avoir à chaque instant autant d'accélération que de freinages et notre courant serait parfaitement régulier.

Oui, mais il y a les fluctuations. Comme le hasard le plus absolu préside aux agitations moléculaires, la parfaite égalité entre les « hue » et les « dia » n'est pas toujours respectée malgré le grand nombre d'impulsions ; il y a tantôt trop de « hue », tantôt trop de « dia », et cela fait des variations extrêmement nombreuses de courant où l'on retrouve encore toutes les fréquences. Ajoutez à cela que les atomes dansants lâchent des électrons superficiels ou au contraire en reçoivent de nouveaux dans la mêlée, ce qui en fait des ions positifs ou négatifs dont le moindre déplacement constitue un courant minuscule, et vous aurez une petite idée de la complexité du phénomène. Chacun d'eux agit comme un petit générateur jusqu'au moment où il redevient neutre.

On montre que le potentiel parasite V créé par l'agitation thermique dépend de la température absolue T , de la résistance R , de la bande passante des fréquences audibles $(f_2 - f_1)$ et de la constante de Boltzman qui vaut $1,374 \times 10^{23}$ joules par degré, d'où :

$$\text{Souffle } V^2 \text{ eff.} = 4 K T R (f_2 - f_1). \quad [26]$$

Si nous tablons sur une bande passante de 8.000 Hz correspondant à une réception de bonne fidélité et une température ambiante de 27°C (soit 300° absolu), l'équation ci-dessus se simplifie et la tension parasite en microvolts efficaces devient $0,0115 \sqrt{R}$.

Le point le plus vulnérable d'un amplificateur est évidemment le circuit de grille de son premier tube, car tout ce qu'on y introduit est amplifié au maximum par ce même tube et les étages suivants. Pour la bande passante de 8.000 Hz, une résistance de fuite de grille de 500 K Ω produira donc, à la température ambiante, un signal parasite de $0,0115 \sqrt{500.000} = 8,05$ microvolt. La figure 101 permet de connaître instantanément la tension de souffle thermique pour d'autres résistances et bandes de fréquence.

C'est cette tension parasite, ajoutée à celle des résisteurs au carbone et à celle que nous allons voir, qui fixe la limite du plus faible signal qu'on puisse recevoir sans qu'il soit totalement submergé par le bruit de fond. La seule parade consiste à réduire le plus possible la résistance du circuit de grille des premiers tubes, et surtout du premier.

Dans un récepteur de radiophonie, le premier tube est

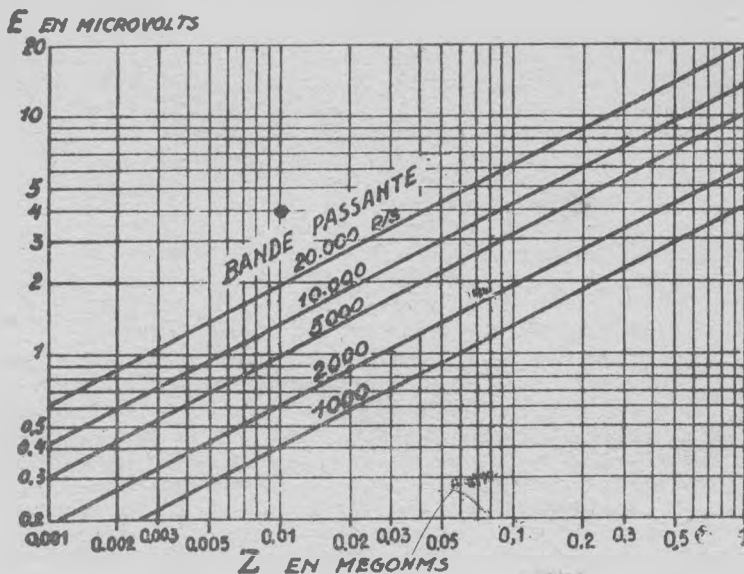


Fig. 101. — Tension de souffle due à l'agitation thermique à la température de 20° C.

amplificateur HF, la résistance de son circuit de grille est la résistance dynamique ωLQ ou L/Cr du circuit résonnant qui s'y trouve (§ 34). Avec une bonne bobine, cela fait au moins 50 K Ω , d'où une tension de souffle thermique d'environ 3 microvolts qui submergera tout signal plus faible arrivant à la grille.

● Mais ce n'est pas tout : les lampes produisent une nouvelle tension de souffle, et elles disposent pour cela de plusieurs moyens :

a) Nous avons vu (§ 55) que l'écran des pentodes happe des électrons destinés à la plaque. Ici encore, il y a des fluctuations : elle en happe tantôt plus, tantôt moins, et cela fait à la plaque une tension comprenant toutes les fréquences audibles.

b) La cathode émet non seulement des électrons, mais encore des ions fluctuants.

c) Le gaz résiduel est ionisé par le choc des électrons, ce qui perturbe la charge spatiale.

d) Et surtout, la cathode n'a pas un débit rigoureusement constant, mais il s'y superpose des rafales, des turbulences, des irrégularités d'émission connues sous le nom d'effet

Schottky. Le bombardement de la cathode par les ions positifs lourds déclenche en outre des zones d'extrême activité qui se propagent sur la cathode en traînées lumineuses. Ce phénomène atteint son maximum quand le chauffage est un peu inférieur à la normale et aux faibles charges spatiales, comme on pouvait le prévoir, puisque la charge spatiale sert de volant régulateur au débit électronique. Il s'accroît encore quand le tube vieillit, parce que la charge spatiale diminue, et aussi quand une forte polarisation

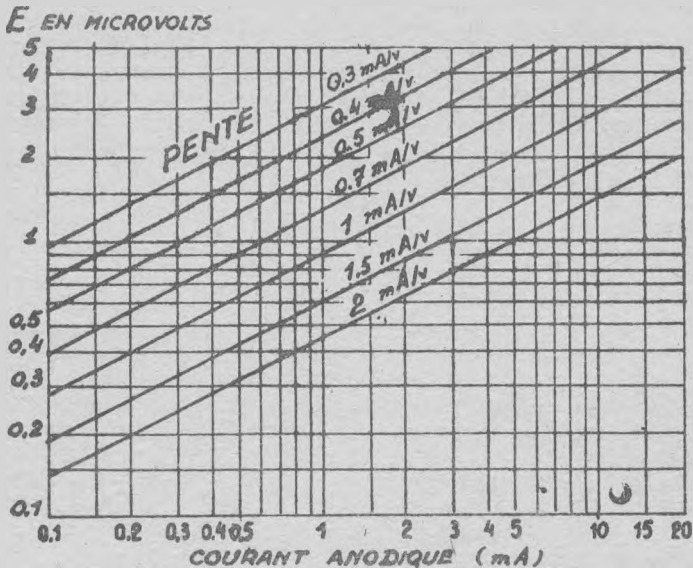


Fig. 102. — Tension de souffle pour une bande passante de 10 KHz dans une lampe normale. Pour une autre bande de fréquences, prendre $1/100$ de la tension donnée par le graphique et multiplier par la racine carrée de la bande réelle.

négative diminue le courant-plaque moyen, parce que le pourcentage fluctuant s'en trouve augmenté (fig. 102).

● Il est commode de considérer l'ensemble de ces tensions dues au tube lui-même comme si elles étaient causées par une résistance supplémentaire du circuit de grille. Par exemple, une pentode variable HF, telle que le type 6 SK7, produit un souffle équivalent au souffle thermique de 6.000 à 8.000 ohms de plus dans sa grille, qui s'ajoutent à la résistance dynamique du circuit accordé de ce circuit.

69. — La réaction.

Jusqu'à présent, nous avons supposé que le circuit de grille n'est pas couplé avec celui de plaque de l'étage amplificateur. Avec un gain A, une variation de tension de 1 volt dans le circuit de grille produit une variation de A volts dans le circuit de plaque. Si l'impédance de charge est purement résistive, on sait que la variation A volts sur la plaque est déphasée d'une demi-période (180°) par rapport à la variation de 1 volt sur la grille.

Par un couplage judicieux entre les deux circuits, nous pouvons renvoyer sur la grille une certaine fraction b , comprise entre 0 et 1, de la variation A volts apparue entre les extrémités de l'impédance de charge (fig. 103). Nous retournons ainsi à la grille bA volts qui s'ajoutent au signal pour le renforcer s'ils sont en phase avec lui, ou au contraire s'en retranchent et le réduisent s'ils arrivent en opposition de phase (anuphase).

Ce retour, qui réalimente la grille avec une partie de la récolte dont elle a fourni la graine, s'appelle *réaction*. Les Anglo-Saxons ont un mot plus heureux : *feedback*, qui signifie « alimentation en retour ». Lorsque cette réalimentation renforce le signal à la grille, la réaction est positive et b l'est aussi. Si, au contraire, elle s'oppose au signal, la réaction est négative et b a le signe moins.

On peut montrer* que le gain, qui était A en l'absence de réaction, est devenu :

$$\text{Gain } A' \text{ avec réaction} = \frac{A}{1 - bA} \quad [27]$$

Par exemple, si le gain $A = 30$, un signal de 1 volt alternatif à la grille produit 30 volts dans le circuit-plaque. Ristournons à la grille 2 % de ce bénéfice : $b = 0,02$ et la ristourne sera $bA = 30 \times 0,02 = 0,6$ volts. Si la réaction est positive, b est positif, et le gain devient égal à $30/(1 - 0,6) = 75$. Notre signal de 1 volt à la grille en fait naître 75 aux bornes de l'impédance de charge, au lieu de 30.

Mais, diront certains lecteurs, j'ai maintenant 1,6 volt sur la grille, je devrais retrouver vos 75 volts à la plaque en les multipliant par le véritable gain qui est 30. Or, cela ne me fait que 48 volts.

Il y a une part de vérité dans cette objection, mais il faut la pousser jusqu'au bout. Les 0,6 volts que nous avons renvoyés à la grille sont amplifiés 30 fois à leur tour, ce qui donne 18 volts de plus à la plaque, dont 2 % (0,36 volt) retournent à la grille, sont amplifiés 30 fois et deviennent 10,8 volts, dont 2 % sont de nouveau amplifiés et donnent 6,48 volts, dont 2 % et ainsi de suite, *ad infinitum*. Continuez et faites l'addition de ce que vous trouvez à la plaque, en commençant par les 30 premiers volts dus au signal. Rien qu'avec les dix premiers termes, cela fait approximativement :

$$30 + 18 + 10,8 + 6,48 + 3,89 + 2,33 + 1,40 + 0,84 + 0,50 + 0,30 = 74,54.$$

En continuant jusqu'à la Lune l'addition des bouts de

(*) En effet, appelons e le signal entrant et S le signal amplifié sortant, tous deux en volts. La réaction renvoie bS sur la grille dont la variation devient $e + bS$ que le tube amplifie A fois pour faire sortir S volts à la plaque. Donc : $S = A(e + bS)$.

Le nouveau gain est toujours le rapport S/e entre les volts sortants et ceux du signal entrant. Pour le connaître, développons l'égalité ci-dessus :

$$S = \frac{Ae}{Ae} + \frac{AbS}{S}, \text{ d'où } Ae = S - AbS = S(1 - Ab).$$

$$\text{Donc : } S = \frac{Ae}{1 - Ab} \text{ et } \frac{S}{e} = \frac{A}{1 - Ab}.$$

plus en plus petits, nous arriverions aux 75 volts annoncés plus haut. Avec un peu de mathématiques et une règle à calcul, on ferait cette interminable addition en quelques secondes.

● Au lieu de 2 %, renvoyons à la grille 3 % de la variation de tension-plaque. La formule 26 nous dit que le gain est devenu 300. Encore un petit coup de pouce pour faire passer la réaction positive à 3 1/3 % et nous avons un gain infini, ce qui veut dire qu'un signal de rien du tout à la grille suscite une variation formidable du courant-plaque et de la tension aux bornes de l'impédance de charge — du moins en théorie, car le débit de la source de haute tension et l'émission maximum de la cathode imposent des limites. Les choses se passent comme si la résistance du circuit-plaque s'était annulée, ou du moins considérablement réduite. Si l'impédance de charge est un circuit accordé, la réaction équivaut à élever énormément son facteur de surtension Q , en neutralisant la résistance.

Bien entendu, la résistance est toujours là. Si l'amortissement ne se fait plus sentir, c'est parce que quelqu'un paie le gaspillage : c'est la source de haute tension qui fournit l'énergie des RI^2 qui se dissipent, afin que la tension amplifiée puisse grandir tout à son aise.

La réaction est un moyen puissant d'augmenter le Q des circuits résonnants des lampes, mais elle exige son salaire. Elle a longtemps été utilisée dans ce but dans un montage autrefois célèbre, la *délectrice à réaction* (§ 73), mais la sensibilité et la sélectivité obtenue en gonflant le Q d'un seul circuit résonnant présentait de sérieux inconvénients : la bande passante était forcément étroite (voir § 36), d'où sacrifice des aiguës, le réglage étant délicat et instable, la distorsion était importante. On a pratiquement abandonné la réaction comme amplificateur à bon marché, sauf dans quelques montages particuliers.

70. — Les couplages parasites.

Et si le taux de réaction b est suffisant pour que le dénominateur de l'équation 26 devienne négatif ? Par exemple, si nous ristournons à notre grille ci-dessus plus de 3 1/3 des volts variables qu'elle fait naître dans le circuit-plaque ? Alors, le gain « dépasse l'infini », la résistance dynamique du circuit devient négative, la variation du courant-plaque s'enfle comme un torrent, la grille en devient folle et fouette de plus en plus la plaque, l'amplificateur prend le mors aux dents : c'est l'*accrochage*. Le tube a cessé son honnête travail d'amplificateur, il est devenu oscillateur anarchique.

On s'efforce donc d'éviter autant que possible la réaction positive dans les amplificateurs, en réduisant les couplages parasites qui peuvent être inductifs, capacitifs ou résistifs.

Or, tous les circuits d'un récepteur sont plus ou moins couplés, car certains conducteurs sont communs, et deux connexions présentent une certaine induction mutuelle et de la capacité. Si la fréquence est faible, le couplage peut être

négligeable, mais il n'en est pas de même aux très hautes fréquences.

Les étages amplificateurs se trouvent généralement entre des circuits plus ou moins couplés. Par exemple, la figure 103 représente un ampli accordé à deux étages en cascade réduit à ses parties essentielles. Si les connexions des circuits accordés C ou D sont voisines de celles des circuits A ou B, ces derniers recevront par induction ou capacité une partie de l'énergie oscillante présente dans C ou D, d'où naissance d'une tension réactive à la grille de 2. Quel est le sens de cette tension ?

Puisque la lampe inverse la phase, la tension oscillante née dans le circuit de plaque C est déphasée de 180° par rapport à celle présente dans le circuit de grille B. Mais on sait que les tensions primaire et secondaire d'un transfor-

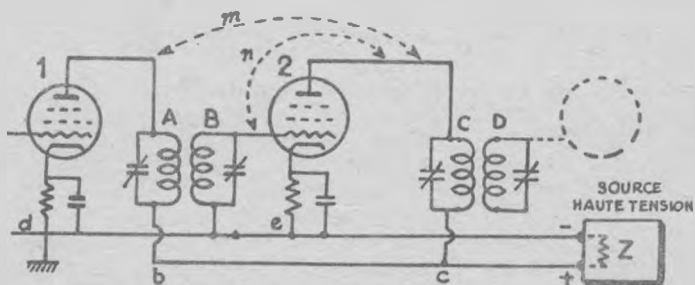


Fig. 103. — Schéma simplifié d'un amplificateur accordé à deux étages. Les connexions d'écran ont été omises pour la clarté du dessin.

mateur ou de deux circuits couplés magnétiquement sont également déphasées de 180° . Par conséquent, s'il n'y avait aucune résistance présente, le couplage magnétique m ramènerait sur la grille une tension oscillante en phase avec son signal incident : la réaction serait positive, donc augmenterait l'amplification — et si son taux était suffisant, il y aurait instabilité et accrochage. On pourrait faire un raisonnement très semblable pour le couplage capacitif également présent.

Mais il y a en outre la résistance du circuit qui complique les choses. On sait, en effet, que la capacité déphase la tension de 90° en arrière du courant, tandis que la self la déphase de 90° en avant. Avec de la résistance ajoutée, l'angle de déphasage devient inférieur. Ajoutez pour corser le tableau que les couplages m et n sont présents en même temps, à la fois inductif et capacitif, sans compter le couplage de D à B et de D à A à dose plus ou moins faible, et vous comprendrez qu'il est impossible de connaître autrement que par une mesure la tension de réaction et sa phase. D'où la règle, surtout aux hautes fréquences : blin-

tages efficaces, connexions courtes, éloignées et croisées avec le moins de résistance possible, bobinages trapus et petites pièces.

Il y a un autre couplage beaucoup plus important par impédance commune. Le circuit anodique de la lampe 1 passe par : plaque-A-b-c-source HT-e-d-cathode, celui de la lampe 2 passe par : plaque-C-c-source HT-e-cathode. Les deux circuits ont donc une partie commune comprise entre c et e avec la source HT. Si cette partie commune présente une certaine impédance — en particulier, celle Z de la source de haute tension — les deux circuits-plaque sont aussi bien couplés que par le champ magnétique. Si Z est surtout résistif, la tension de réaction est surtout en phase avec le signal — et l'ampli se met à hurler. Si Z est surtout capacitif (et nous verrons que c'est le cas pour les postes alimentés par le secteur), l'impédance commune varie avec la fréquence et augmente quand celle-ci diminue : par conséquent, la réaction étant maintenant négative, sa tension est en opposition avec celle du signal et les fréquences très basses sont sacrifiées.

On comprend aisément que les réactions indésirables augmentent avec le nombre d'étages travaillant sur les mêmes fréquences, à cause du gain obtenu qui devient important.

Dans un amplificateur BF à résistance à deux étages, les courants anodiques sont en antiphasé, et l'impédance de la source de haute tension introduit une réaction négative. Un tel ampli est donc normalement stable (fig. 104). Mais si on ajoute un troisième étage, son courant anodique est en phase avec celui du premier, la réaction due à l'impédance commune est positive et l'ampli est instable. Il faut découpler les circuits.

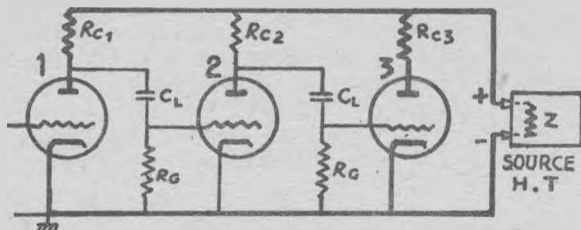


Fig. 104. — Le troisième étage de l'ampli à résistance introduit l'instabilité. En traits gras : les circuits anodiques en phase des lampes 1 et 3 avec leur impédance commune Z créant la réaction positive (schéma simplifié).

71. — Le découplage.

Pour éviter l'accrochage, le couplage parasite par impédance commune doit être réduit au minimum. Puisque ce couplage est dû au passage de la composante alternative du courant anodique dans l'impédance commune constituée par la source HT et une partie du câblage, la parade est toute simple : nous interdirons l'accès de la source HT à cette composante alternative et nous lui offrirons en échange un

chemin facile pour se refermer via la cathode — et ceci pour chacun des tubes susceptibles de faire de la réaction positive.

Dans l'ampli de la figure 104, il suffirait en principe de découpler la lampe 1 pour supprimer la tendance à l'instabilité, puisque les deux autres n'engendrent entre elles qu'une réaction négative.

La figure 105 montre le principe du découplage appliqué à un circuit anodique. Au lieu de réunir l'impédance de charge Z_c directement au + HT, on interpose un résistor

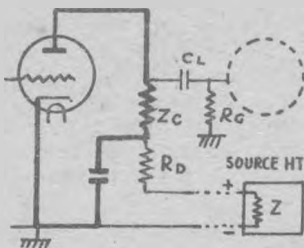


Fig. 105. — Découplage d'un circuit-plaque.
En traits gras : chemin de la composante alternative.

R_D qui gêne le passage de la composante alternative du courant-plaque et l'oblige à passer par le condensateur de découplage C_D dont la capacité est suffisante pour n'opposer qu'une faible impédance à la fréquence du signal. La présence de R_D réduit la tension disponible à la plaque, sa valeur habituelle est le cinquième ou le quart de la résistance de charge.

On peut remarquer que R_D et C_D constituent un système à constante de temps dont la fréquence de coupure est $1,59/RC$ (voir § 38). Si donc nous désirons que le découplage soit efficace jusqu'à 50 Hz, nous nous arrangerons pour que le produit des mégohms par les microfarads soit égal au quotient de 1,59 par la fréquence, c'est-à-dire 0,0318. Avec $R_D = 0,06 \text{ M}\Omega$, il faudra mettre $C = 0,5 \mu\text{F}$ au moins.

Remarquez aussi que C_D court-circuite les traces de ronflement du secteur qui pourraient être véhiculées par le

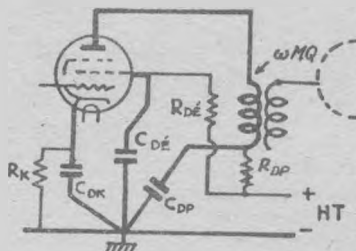


Fig. 106.
Découplage d'une pentode.

courant à haute tension et les empêche ainsi d'atteindre la plaque. Pour cette raison, on découple aussi les étages normalement stables, tels que celui de la lampe 2, figure 103. Si le tube est une pentode, on découple son écran pour la

même raison, car une tension d'alimentation rouflée à l'écran se traduirait par le rouflement du courant-plaque.

La figure 106 montre les découplages d'une pentode. On reconnaît le découplage-plaque RDP-Cp, celui d'écran RDE-CE et enfin le condensateur de cathode CCK qui mérite une mention spéciale.

Remarquons d'abord que la charge du circuit-plaque comprend toutes les impédances comprises entre l'anode et la cathode. Partant de la plaque, nous trouvons l'impédance de charge utile qui est ici ωMQ du transformateur HF, celle RDP qui est annulée par CDP, celle de la source IIT qu'on s'efforce de rendre négligeable pour les plus basses fréquences en intercalant un condensateur de 16 μF entre ses bornes, et enfin celle de la résistance de polarisation Rk qui termine la chaîne. Si nous ne considérons que le parcours suivi par le signal avant et après amplification, nous obtenons le schéma simplifié figure 107.

On voit que les circuits de grille et de plaque sont couplés par l'impédance commune Rk. Il y aura donc réaction, mais

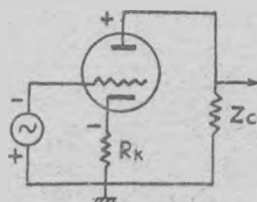


Fig. 107.

dans quel sens ? Si le signal injecté entre grille et masse devient négatif à la grille, la chute instantanée de tension dans la chaîne totale des impédances de plaque à cathode rend la plaque positive et la cathode négative par rapport à la masse. Puisque le potentiel de cathode varie dans le même sens que celui de grille, cela équivaut à réduire la tension du signal, donc l'amplification : la réaction est négative. Pour supprimer cet effet, on shunte Rk par une capacité suffisante pour que la plus basse fréquence qu'on désire conserver la considère comme un court-circuit. Ici encore, cette fréquence détermine la valeur de C, comme vu ci-dessus, en appliquant la formule $f = 1,59/RC$ (en microfarads et mégohms).

Mais ces calculs ne donnent que des valeurs minima. Dans le doute, appliquez tout bonnement la thérapeutique à haute dose : plus vous mettrez de microfarads, meilleurs seront vos découplages.

● En examinant la figure 106, certains lecteurs se sont sans doute demandé pourquoi tous les condensateurs de découplage aboutissaient au même point du châssis formant masse. La raison est simple : c'est pour éviter que le châssis ne soit parcouru par des courants à la fréquence du signal et ne serve ainsi d'impédance commune avec les autres étages. Cette précaution est utile en très haute fréquence (télévision), elle peut être omise en radiophonie à la condition que les retours à la masse du châssis n'offrent aucune résistance appréciable.

72. — La contre-réaction de tension.

Si la réaction est négative, on l'appelle aussi « contre-réaction ». Son premier effet est de réduire l'amplification, comme on l'a vu plus haut.

Dans la formule du gain avec réaction $A/(1 - bA)$, la contre-réaction rend b négatif et la formule du gain devient $A/(1 + bA)$, car retrancher un nombre négatif équivaut à ajouter un nombre positif : si on me supprime une dette, c'est comme si on me donnait de l'argent. Comme le diviseur est devenu plus grand que 1, le quotient est plus petit que A , qui était le gain sans contre-réaction.

Si le produit bA est beaucoup plus grand que 1 (par exemple 10 ou davantage), le résultat ne change guère en négligeant le 1 du diviseur, et l'amplification est approximativement égale à A/bA , c'est-à-dire $1/b$. Ce résultat est

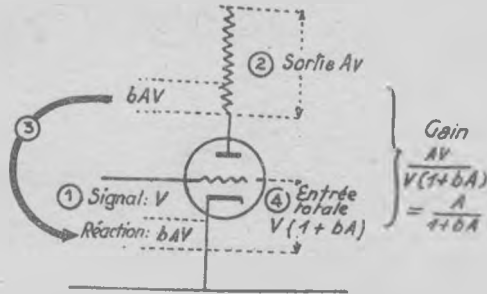


Fig. 108. — Principe de la contre-réaction de tension.

remarquable : Avec un taux suffisant de contre-réaction, le gain ne dépend plus que de ce taux et il est sensiblement égal à son inverse.

Par exemple, si $A = 30$ et $b = 0,3$, $bA = 9$, la formule simplifiée donne : Gain = $1/0,3 = 3,3$, résultat sensiblement égal à celui de la formule complète $30/(1 + 9) = 3$.

● Mais cette perte d'amplification est compensée par un énorme avantage : la distorsion est fortement réduite.

En effet, la distorsion harmonique produite par la courbure des caractéristiques du tube est en somme un signal ajouté au signal amplifié. Si D est la distorsion, la réaction renvoie la fraction bD à la grille, qui devient $-bDA$ à la plaque (puisque la lampe renverse la phase). La distorsion D se trouve diminuée d'autant, et il n'en reste plus que

$$D - bDA \quad \text{ou} \quad \frac{D}{1 + bA}.$$

Par exemple, avec un gain $A = 30$ et un taux de réaction négative de 50 %, le pourcentage d'harmoniques parasites est réduit de $1 + (0,5 \times 30) = 16$ fois, de même que les crachements et sifflements produits par l'étage.

La distorsion de fréquence subit le même sort. Voici, par exemple, un amplificateur affligé du « son de tonneau » : il étouffe les aiguës, pour lesquelles le gain n'est que 3, mais par contre il amplifie démesurément une certaine fréquence

du médium avec un gain de 30. Pour le corriger, nous lui appliquons 20 % de contre-réaction. Du coup, les aiguës vont encore baisser, leur gain devenant $3 / (1 + 0,2 \times 3) = 1,87$. Mais la fréquence du médium qui exagérait est bien plus touchée, car son gain n'est plus que $30 / (1 + 0,2 \times 30) = 30/7 = 4,3$. La contre-réaction tend à égaliser les gains pour toutes les fréquences en prélevant un impôt d'autant plus lourd que le revenu est important, comme un bon percepteur. Si vous trouvez l'égalisation insuffisante, il suffit d'augmenter le taux de l'impôt : avec 50 % de contre-réaction, le gain des aiguës serait 1,2 et celui du médium 1,85 autrement dit, toutes les fréquences seraient sur la paille, l'amplificateur travaillant pratiquement pour le percepteur comme au pays d'Impéritie.

Mais le miracle ne s'arrête pas là. On peut montrer que l'amplificateur se comporte comme si la résistance interne du tube était divisée par $1 + b\mu$, b étant le taux de contre-réaction et μ le facteur d'amplification. Or, la distorsion des transitoires est due en grande partie à l'amortissement insuffisant du haut-parleur qui continue la vibration amorcée quand le courant correspondant a cessé, ce qui cause le traînage des sons et leur mélange avec les suivants. Comme la résistance interne du dernier tube charge le haut-parleur, sa réduction augmente l'amortissement et diminue le traînage. La reproduction sonore devient plus nette, plus vivante.

La contre-réaction est donc un puissant remède de la distorsion, mais c'est un moyen coûteux, puisqu'il ne consent à « nettoyer » un amplificateur qu'en le rançonnant au préalable. La sagesse consiste à éviter autant que possible les causes de distorsion, puis à réduire ce qui reste par la grâce de la contre-réaction, dont le taux dépend de la puissance qu'on peut sacrifier sur son autel.

Bien entendu, la réaction positive produit les effets exactement opposés : l'amplification du signal est augmentée, de même que celle des distorsions.

73. — Application de la C.R. de tension.

Il s'agit en somme de prélever par un moyen quelconque une partie de la *tension* alternative existant le long de l'impédance de charge et de la renvoyer entre la grille et la cathode dans le sens voulu.

La figure 109 en est un exemple simple, il ne demande qu'un résisteur supplémentaire R_2 . Comme le montre le schéma équivalent de droite qui réunit les impédances principales rencontrées par le signal amplifié (celles du condensateur de liaison C_L et de la source HT étant supposées négligeables aux fréquences considérées), on voit que l'impédance de charge Z_c est shuntée par la résistance de contre-réaction R_2 en série avec celle de grille R_3 , celle de charge R_1 et celle interne ρ du tube précédent, toutes trois en parallèle.

Remarquez qu'aux yeux du tube précédent, R_2 est en parallèle avec la résistance de charge R_1 . Pour ne pas trop affaiblir cette dernière, R_2 doit être assez élevé, au moins 1 mégohm en basse fréquence.

Avec une pentode à l'étage précédent chargée par R_1 , le taux de C.R. vaut environ $R_1 / (R_1 + R_2)$. Pour plus de rigueur, il faudrait remplacer R_1 dans cette formule par la somme en parallèle de R_1 , R_3 et q du tube précédent.

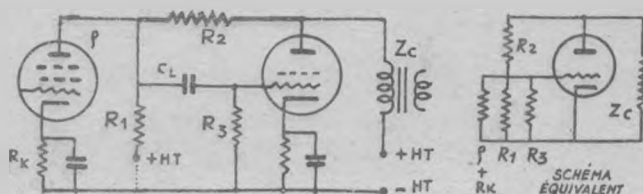


Fig. 109. — Contre-réaction simple. Remarquer qu'en négligeant R_k et la réactance de C_L de liaison entre étages, q , R_1 , et R_3 sont en parallèle. Leur résultante est un peu inférieure à R_1 , pour une pentode commandant l'étage contre-réactionné.

En pratique, on ne réactionne pas un seul étage amplificateur, mais les deux derniers étages et le haut-parleur sont englobés dans un vaste coup de filet qui les purge tous ensemble. Il y a cependant un petit inconvénient : la tension de contre-réaction devrait être en parfaite antiphasé avec le signal de la grille où on l'injecte, mais les résistances et réactances conjuguées causent des déphasages qui peuvent produire une certaine instabilité, se traduisant par des renforcements de certaines fréquences pour lesquelles la réaction devient momentanément positive. Il est facile de voir que cette inversion ne se produit pas si bA ne devient jamais négatif et plus grand que 1 pour toute fréquence de la bande passante.

La figure 110 montre une réalisation courante d'une telle contre-réaction. La tension de commande est prélevée aux

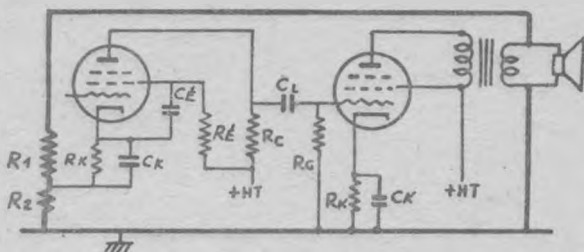


Fig. 110. — Contre-réaction sur l'amplification BF d'un récepteur de radiophonie.

Remarquer le CE de découplage relié directement à la cathode et R_k relié à la masse par R_k .

bornes du secondaire du transformateur qui alimente le haut-parleur ; elle est appliquée à un diviseur de tension formé de deux résistances R_1 et R_2 , ce qui permet d'en prélever un pourcentage $b = R_2 / (R_1 + R_2)$ qu'on applique à la base de la résistance de polarisation qui est au potentiel de la grille. R_1 et R_2 doivent être assez importants pour ne pas

amortir le transformateur et le haut-parleur, et cependant R_c doit être faible devant R_k .

En introduisant des éléments selfiques ou capacitifs dans le circuit de contre-réaction en trait gras, on peut favoriser les aiguës ou les graves, car toute fréquence qui passe difficilement dans la ligne n'est pas contre-réactionnée et conserve une forte amplification.

74. — La contre-réaction d'intensité.

Au lieu de prélever une partie de la *tension* amplifiée pour la renvoyer à la grille, on peut la faire naître directement dans le circuit de grille en faisant passer toute l'*intensité* du courant anodique dans une résistance commune aux deux circuits de grille et de plaque.

Rien de plus simple : la figure 111 montre qu'il suffit de supprimer le condensateur de découplage de cathode pour obtenir une contre-réaction d'intensité. En effet, la charge du tube est composée de toutes les impédances comprises entre l'anode et la cathode, comme on l'a vu au § 71, figure 107. Par conséquent, la chute de tension due à la composante du signal amplifié présent dans le courant-plaque se répartit proportionnellement à ces impédances. Si la plaque devient très positive par rapport à la cathode, le point b est également positif par rapport au point a , et cette *tension*

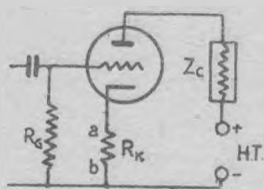


Fig. 111. — Principe de la contre-réaction d'intensité.

positive est transmise à la grille via R_g . Comme le signal est négatif sur la grille au même instant, il y a contre-réaction au taux $R_k / (R_k + Z_c)$.

Ce taux est faible, car R_k est fixé par la tension de polarisation nécessaire et il est très inférieur à Z_c . On a donc imaginé des montages plus élaborés pour relever ce taux, mais nous ne les examinerons pas pour le moment, car la contre-réaction d'intensité est moins utilisée que celle de tension. Elle présente en effet la particularité d'augmenter la résistance interne apparente du tube ainsi traité au lieu de la réduire, ce qui est un inconvénient pour beaucoup d'applications.

VIII. — LA DÉTECTION

« ... pour en extraire la substantifique moelle... »
RABELAIS.

Grâce à l'amplificateur HF, le signal embryonnaire descendu de l'antenne est devenu vigoureux, l'heure de la *métamorphose est arrivée*. On va le débarrasser de son emballage, l'onde porteuse, afin d'isoler la modulation sous forme d'un courant variable à basse fréquence qui animera le haut-parleur. C'est le travail du détecteur.

Théoriquement, nous aurions pu commencer par retirer la modulation du signal tout frais pondu par l'antenne réceptrice, puis amplifier cette modulation à basse fréquence avant de l'utiliser. C'est ainsi qu'on procédait à l'époque héroïque, où le possesseur d'un détecteur à galène suivi d'une lampe amplificatrice faisait figure de nabab. En ce temps-là, le seul émetteur était la Tour Eiffel et la bande passante couvrait deux kilohertz et chacun faisait ce qu'il voulait...

Mais la multiplication des émetteurs puissants, la suppression des effets du fading et l'extension de la bande passante pour obtenir plus de fidélité exigent l'amplification du signal et la séparation aussi complète que possible des fréquences indésirables avant la détection qui s'accommode du reste assez mal d'un signal trop faible, comme nous allons le voir.

75. — Le principe de la détection.

L'écouteur téléphonique et le haut-parleur sont essentiellement constitués par une bobine qui déplace un diaphragme proportionnellement à l'intensité du courant à fréquence musicale qui la traverse.

La bobine a une constante de temps R/L (§ 38), le diaphragme a une masse. Ces deux inerties électrique et mécanique se combinent pour limiter la fréquence maximum à laquelle peut répondre le système, laquelle ne dépasse pas 25.000 Hz dans les meilleures conditions. Si donc nous envoyons dans la bobine le courant HF modulé du signal, même fortement amplifié, l'écouteur ou le haut-parleur resteront muets pour plusieurs raisons : d'abord, parce qu'ils ne peuvent pas en suivre la fréquence, ensuite parce que les capacités réparties court-circuiteraient le signal d'autant plus aisément que la fréquence est plus grande, et surtout parce que les alternances successives du signal sont égales et de signe contraire, donc se neutralisent mutuellement. L'amplitude moyenne du signal est égale à zéro (*fig. 112-A*).

Mais supprimons la moitié positive ou négative du signal,

et tout change : nous avons maintenant une rafale d'impulsions toutes de même sens et plus ou moins intenses suivant la profondeur de la modulation (fig. 112-B). L'image ne donne qu'une faible idée de leur nombre, car elles sont beaucoup plus nombreuses et serrées que ne le montre le

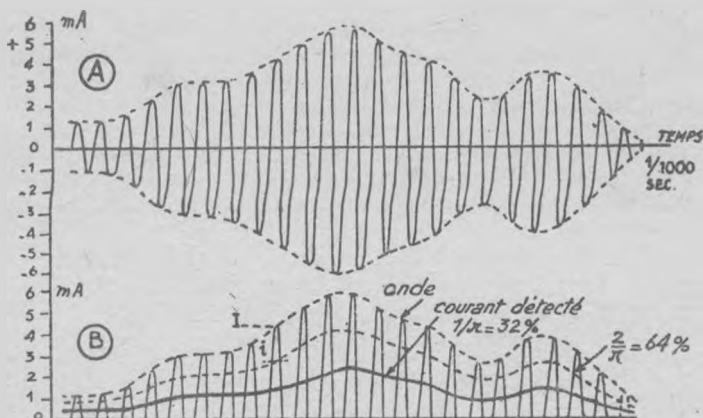


Fig. 112. — Principe de la détection.

dessin : avec une onde porteuse de 300 mètres, soit une fréquence de 1 MHz, il aurait fallu dessiner 40 fois plus d'oscillations sur la même longueur.

Le diaphragme du haut-parleur est évidemment incapable de suivre la montée et la descente de chaque impulsion, parce que le rythme est trop rapide, mais il obéira à leur moyenne, comme le ferait une cible mobile recevant une rafale de mitrailleuse. En d'autres termes, le courant résultant de l'ablation d'une moitié du signal a toujours le même sens et son intensité suit les variations de la modulation.

Mais quelle est la valeur de cette intensité variable ?

On sait que si I est l'intensité de pointe d'une alternance (fig. 112-B), l'intensité moyenne $i = \frac{2}{\pi} I$, soit à peu près

64 % de I. C'est la valeur du courant continu équivalent pendant toute la demi-période. S'il n'y avait pas de vides entre les alternances conservées, l'intensité moyenne du courant unidirectionnel vaudrait donc 64 % de l'intensité de pointe du signal et pourrait être représenté par la ligne pointillée coupant les demi-sinusoides du signal à 64 % de leur hauteur. Mais comme la durée des vides est exactement la même que celle des impulsions, il ne reste en définitive que 32 % de l'intensité de pointe, et nous obtenons la courbe en trait plein du courant résultant. On voit qu'elle épouse toutes les variations de la modulation, il suffirait de l'amplifier trois fois pour retrouver celle-ci.

Cette élimination de la moitié du signal est la *détection*. Pour réaliser ce beau programme, il nous faut une sorte de

clapet qui laisse passer le courant dans un sens et lui barre le passage dans l'autre — et ceci à la jolie cadence de 300.000 à 300 millions de fois par seconde ! Ou encore, un résistor un peu particulier qui oppose une grande résistance au courant dans un sens et pas du tout dans l'autre.

76. — Les détecteurs.

Le clapet, nous le connaissons : c'est le tube diode formé d'une cathode et d'une anode. Il laisse passer le courant dans le sens cathode-anode, mais pas dans l'autre sens.

Montons une diode dans un circuit fermé parcouru par un courant à haute fréquence modulé, par exemple le circuit secondaire d'un transformateur HF dont le primaire est raccordé à un générateur convenable (*fig. 113 A*).

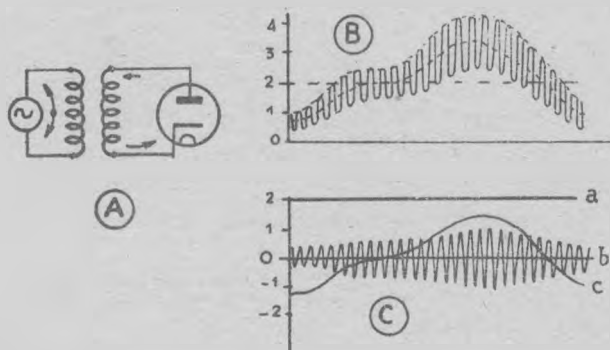


Fig. 113.

A. Détection par diode. — B. Allure du courant détecté.

C. Les trois composantes du courant détecté :

a) Courant continu. — b) Vestige du courant H.F.

c) Courant à basse fréquence.

S'il n'y avait ni self, ni capacité, ni résistance en circuit, le courant secondaire serait une succession de demi-périodes à haute fréquence dont l'enveloppe reproduirait la modulation, à l'échelle près. Mais la self-induction combinée avec la capacité forme avec la résistance une constante de temps qui tend à arrondir les angles et à niveler toutes ces chandelles, si bien que le courant réel est quelque chose d'intermédiaire entre la succession de demi-périodes en trait fin et le courant détecté théorique en trait gras de la figure 112 : c'est un courant unidirectionnel ondulé (*fig. 113 B*). Un tel courant peut se décomposer en trois éléments (*fig. 113 C*) : un courant continu *a*, un courant à haute fréquence *b* formé des vestiges non nivelés de l'onde porteuse, et enfin le courant à basse fréquence *c* qui reproduit la modulation. Par conséquent, il suffit en principe d'insérer un écouteur téléphonique en série dans le circuit secondaire pour entendre la modulation. En effet, la membrane est insensible à la composante à haute fréquence *C* et la composante continue ne peut la faire vibrer. Seule, la composante à basse fréquence est capable d'engendrer un son, puisque c'est elle qui représente la modulation du signal.

● Le contact d'une pointe conductrice avec certains cristaux a la propriété de conduire le courant dans un sens mieux que dans l'autre. Si nous remplaçons le tube diode par un de ces contacts métal-cristal, la moitié du signal ne sera pas totalement supprimée, mais une moitié passera sans rencontrer trop de résistance, tandis que l'autre sera freinée davantage et son intensité sera moindre. Le produit de la détection est la différence des intensités, et le rendement est évidemment inférieur à celui théorique.

Le plus connu de ces cristaux détecteurs est la galène ou sulfure de plomb, qui exige d'être délicatement touchée à l'un de ses points sensibles par la pointe aiguë d'un « chercheur » souple. Ce détecteur était efficace, mais se déréglaient avec une facilité désolante. D'autres cristaux eurent leur heure d'actualité sinon de succès, entre autres : le carborundum, la blende ou sulfure de zinc, et surtout la zincite ou oxyde de zinc naturel qui fit beaucoup parler d'elle.

La détection par cristal fut pratiquement abandonnée à l'avènement de la lampe électronique, parce qu'elle nécessitait une surveillance constante. On la ressuscita cependant entre les deux guerres sous la forme du *Westector*, basé sur le contact de deux rondelles de cuivre dont l'une est oxydée. L'ensemble forme un condensateur à fuites dont la résistance est cent fois plus grande dans un sens que dans l'autre. Il ne se prête pas à la détection des fréquences supérieures à 200 KHZ, à cause de sa capacité.

Mais le cristal n'avait pas dit son dernier mot. On l'a déterré pendant la dernière guerre, en mettant une pointe de tungstène en contact avec une tranche de métal semi-conducteur (silicium, puis germanium) que certaines impuretés telles que l'étain font cristalliser en formant des réseaux.

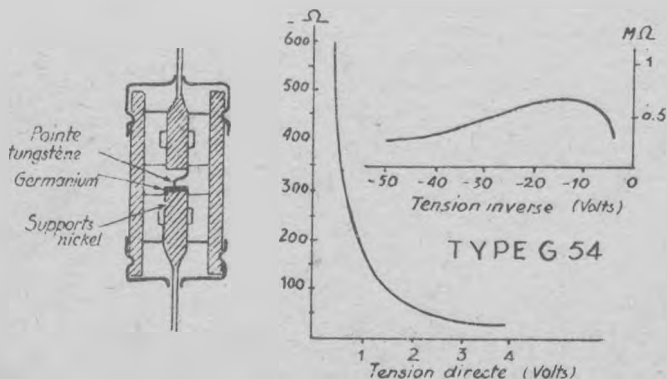


Fig. 114. — Coupe d'un détecteur au germanium et variation de la résistance avec la tension.

Le germanium est un métal plus coûteux que l'or, mais la pastille en est mince et guère plus large qu'une tête d'épingle. L'ensemble soigneusement réglé est monté dans un tube en stéatite et bloqué par de la cire (fig. 114).

Ce détecteur s'est révélé du plus haut intérêt. Il est stable, insensible aux chocs et aux agents atmosphériques ; sa capa-

cité est infime, il ne vieillit pas, n'encombre pas plus qu'un petit résisteur et peut être utilisé jusqu'à 3.000 MHz. Il en existe plusieurs types répondant à divers besoins ; il y a même des doubles et quadruples détecteurs dans le même boîtier. Par exemple, le type courant G 54 est utilisable jusqu'à 50 volts de crête et supporte jusqu'à 150 mA en pointe, avec un courant inverse qui ne dépasse guère 50 microampères sous 10 volts continus, soit 1.000 fois moins qu'en courant direct. On voit que c'est un détecteur très efficace qui est en voie de remplacer le tube diode dans la plupart de ses applications.

Le sens direct est du cristal vers la pointe de tungstène. La résistance varie avec la tension appliquée, comme on le voit sur les graphiques de la figure 114.

● Le détecteur idéal serait infiniment conducteur dans un sens et infiniment résistant dans l'autre sens. Comme la résistance est toujours présente en pratique, le détecteur immédiatement au-dessous de l'idéal aurait une résistance assez faible dans un sens et infinie dans l'autre. Par exemple, il laisserait passer dans le bon sens 1 mA pour un signal de 2 volts, 2 mA pour 4 volts, 3 mA pour 6 volts, et ainsi de suite, ce qui correspondrait à une résistance de 2.000 Ω . Dans l'autre sens, le courant serait nul pour toutes les ten-

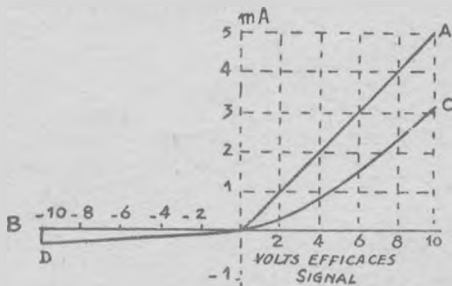


Fig. 115. — Courbes I détecté /V signal d'un détecteur parfait AOB et d'un détecteur réel COD.

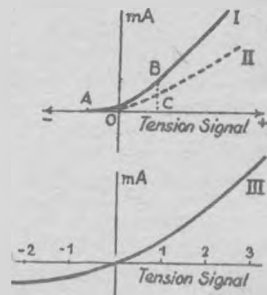


Fig. 116. — Courbes I dét. /V signal.
En haut : diodes.
En bas : détecteur à faible rendement.

sions négatives du signal. La caractéristique d'un tel détecteur serait donc un angle obtus AOB (fig. 115).

Mais les détecteurs réels n'atteignent même pas cette « imparfaite perfection ». Au lieu d'un angle parfait, leur caractéristique est courbe comme COD, ce qui signifie que leur résistance n'est pas constante pour toutes les tensions qu'on leur applique. Un détecteur est un conducteur qui ne suit pas la loi d'Ohm.

La figure 116 montre quelques cas. En haut, la courbe I est celle d'une diode. On sait (§ 41) que le courant-plaque d'une diode ne s'annule qu'en faisant l'anode légèrement négative par rapport à la cathode. La courbe se confond donc avec l'axe horizontal jusqu'à environ -1 volt de signal

(courant nul) puis présente une courbure de A à B (courant croissant non proportionnel à la tension) et enfin au-delà de B une partie sensiblement droite (courant proportionnel à la tension ou résistance constante). La courbe II est celle d'une diode plus résistante.

La courbe III est celle d'un détecteur à faible rendement : fort courant inverse, faible courant direct, pas de partie rectiligne. Le résultat de la détection étant la différence entre les deux demi-signaux passants (droite moins gauche), on voit que la sensibilité est faible : pour un signal oscillant de -1 à $+1$ volt, les courants inverse et direct sont à peu près équivalents. Il y aurait intérêt à osciller entre -2 et 0 volt, c'est-à-dire à polariser le détecteur à -1 volt. Ainsi fonctionnaient certains détecteurs anciens (chalcopyrite, par exemple).

● SEMI-CONDUCTEURS ET BARRIÈRE DE POTENTIEL

Etant donné l'importance grandissante des phénomènes de contact dans la technique électronique moderne, nous donnerons un bref aperçu du fonctionnement d'un détecteur à cristal, en nous excusant de sacrifier un peu la rigueur scientifique.

Dans un conducteur, les électrons quittent aisément les atomes et assurent la conductibilité par leurs déplacements libres. Dans un isolant, ils sont fortement ligotés aux atomes et doivent rester sur place. Dans un semi-conducteur, quelques atomes lâchent parfois un électron qui laisse une lacune, c'est-à-dire une charge positive, qui peut se combler par l'apport d'un autre électron lâché par un autre atome. Tout se passe comme si les charges positives se déplaçaient au hasard dans la masse en même temps que les électrons négatifs.

Introduisons une trace de métal étranger dans notre semi-conducteur, il s'y dissémine en formant des réseaux. Si ses atomes ont un électron périphérique de plus que ceux du semi-conducteur, ils le lâcheront volontiers en devenant des ions positifs. Cela nous fera un semi-conducteur contenant des électrons en surnombre, c. a. d. un *semi-conducteur N* (négatif).

Mais les atomes étrangers peuvent avoir un électron de moins que ceux du semi-conducteur, et ils sont assez disposés à en adopter un pour devenir provisoirement des ions négatifs. Nous aurons ainsi un *semi-conducteur P* (ou positif) où les « trous » laissés par les électrons libérés sont en surnombre.

Mettons en contact un semi-conducteur P avec un N. Les électrons excédentaires de N attirent les « trous » baladeurs de P à la surface de contact, afin de reconstituer des atomes neutres. Mais le phénomène cesse bientôt, car ce sont les atomes étrangers qui en font les frais : ils réagissent en devenant ions positifs d'un côté, négatifs de l'autre, et cela fait naître une « barrière de potentiel » ou « potentiel de contact » qui arrête la migration.

Appliquons maintenant une tension extérieure alternative. Quand sa polarité annule la barrière de potentiel, le courant dû à la migration des charges croît avec la tension appliquée. Quand au contraire elle est de même sens que la barrière, le champ électrique s'oppose au transfert et il ne passe qu'un minuscule courant dû à l'agitation thermique, qui secoue quelques atomes superficiels et leur fait perdre un électron aussitôt saisi par l'électrode qui est momentanément positive.

Le phénomène est à peu près semblable si l'on met en contact une pointe conductrice positive avec un semi-conducteur du type N, où les électrons en surnombre sont rejetés à la surface. Il en est de même dans le contact de deux métaux différents (par exemple le cuivre qui a 1 électron dans sa couche externe N, et le zinc qui en a deux dans cette même couche). Le travail de sortie d'un électron (§ 39) est plus

grand pour un métal que pour l'autre, il y aura une migration d'électrons créatrice d'une barrière de potentiel. Dans notre exemple, le zinc cède des électrons au cuivre et devient positif tandis que le cuivre devient négatif. C'est le *potentiel de contact* entre métaux différents ou métaux oxydés, qui peut introduire des erreurs dans certaines mesures délicates si on n'en tient pas compte.

77. — La tension détectée.

Les détecteurs ne délivrent pas assez de puissance BF pour actionner correctement un haut-parleur. On fait donc passer le courant détecté dans une *résistance de charge* R_D (fig. 117) aussi élevée que possible, où naît une tension $V = IR$ qui épouse exactement les variations de I et qui pourra commander la première grille d'un amplificateur BF.

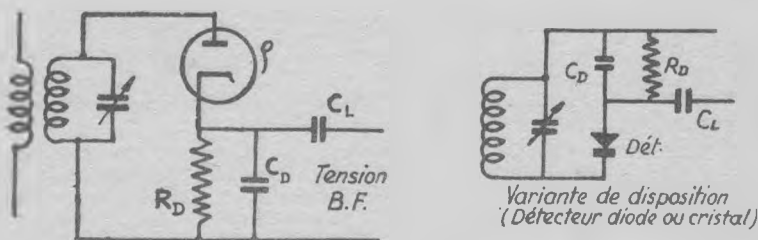


Fig. 117. — Tension détectée.
(On pourrait intervertir les connexions de la diode.)

La composante continue est arrêtée par le condensateur de liaison C_L qui laisse passer la composante BF de la tension. Il laisserait aussi celle HF qui pourrait causer des réactions gênantes ; aussi l'élimine-t-on en la court-circuitant par un condensateur C_D trop faible pour court-circuiter aussi la BF.

Mais C_D a un autre rôle bien plus important : il augmente le rendement du détecteur, donc la tension obtenue. C'est bien facile à comprendre :

a) Supposons R_D infiniment grand pour avoir le maximum de tension. Avant tout signal, C_D est vide et sa tension est nulle. Le signal est donc appliqué à C_D à travers la résistance interne ρ du détecteur et nous avons vu (§ 38) que C_D prend 63 % de sa charge quand on lui applique une tension constante pendant un temps en secondes égal au produit ρC_D (en mégohms et microfarads). La valeur de C_D a été choisie pour que cette constante de temps ρC_D soit égale à une demi-période du signal, pour simplifier notre exposé

b) Appliquons le signal. Pendant une demi-période, le détecteur le laisse passer et C_D se charge à 63 % de la tension moyenne qui vaut 64 % de la tension de crête. Si celle-ci est de 100 volts, il y a donc 40 volts aux bornes de C_D à la fin de la première demi-période. A la suivante, le signal s'inverse, mais C_D ne peut fuir que lentement à travers R_D qui est très résistant, et il reste chargé. A la demi-période suivante, nouvelle inversion, mais le signal n'est plus

supérieur que de 60 volts en crête devant la tension de C_D : il en profite cependant pour lui gonfler sa tension de $60 \times 0,64 \times 0,63 = 24$ volts, ce qui fait 64 volts aux bornes de C_D . A la période suivante, la supériorité n'est plus que de 36 volts, et le coup de gonflage donne $36 \times 0,64 \times 0,63 = 14,5$ volts. Et ainsi de suite, jusqu'à ce que C_D ait atteint la tension de crête correspondant à l'onde modulée au maximum.

c) Mais R_D n'est pas infiniment résistant, et c'est heureux, car ce résistor offre un chemin de fuite à C_D et lui permet de se dégorger pour suivre les descentes et les montées de la modulation au lieu de se bloquer au plus haut sommet de celle-ci. Le résultat final, c'est qu'au lieu d'avoir une tension BF à l'image du trait noir de la figure 112 (courant détecté = 32 %), elle est presque égale à l'enveloppe de l'onde (100 %). Le gain est sérieux.

Il ressort de ceci que R_D doit être beaucoup plus grand que la résistance du détecteur afin de ne pas lui faire perdre son efficacité et surtout afin de ne pas trop amortir le circuit accordé qui, dans un récepteur, fournit le signal au détecteur. Sa valeur habituelle varie entre 0,5 et 1 $M\Omega$. On peut montrer que la valeur la plus efficace est égale à la racine carrée du produit de la résistance directe par la résistance inverse du détecteur aux tensions considérées.

Quant à la capacité C_D , sa valeur est conditionnée par la fréquence de coupure du système R_D-C_D chargé de suivre les méandres de la modulation ; autrement dit :

$$1,59/R_D-C_D = \text{fréquence de coupure} \quad [28]$$

Si nous voulons conserver les aiguës jusqu'à 8.000 Hz, nous couperons seulement à 10.000 Hz à cause de l'affaiblissement entre 8.000 et 10.000. Cela nous donne :

$$R_D C_D = 1,59/10.000$$

Avec $R_D = 0,5 M\Omega$, il faut mettre :

$$C_D = 1,59/10.000 \times 0,5 = \text{env. } 0,0003 \mu F.$$

L'efficacité ϵ d'un détecteur est le rapport entre la tension détectée et celle de crête du signal. Elle peut atteindre 0,9 à 0,95 pour une diode avec un signal de quelques volts et une R de charge suffisante.

La résistance d'entrée que le détecteur (diode + charge R) oppose au signal est approximativement égale à $R/2 \epsilon$.

● Puisque le condensateur C_D se charge à la tension de pointe du signal, qui vaut $\sqrt{2}$ fois sa tension efficace, le circuit accordé qui fournit le signal perd l'énergie demandée par C_D et dépensée par lui dans R_D . En appelant V la tension efficace du signal, l'énergie perdue dans R_D est donc égale au carré de $\sqrt{2} V$ divisé par R (loi de Joule), soit

$$W = \frac{2 V^2}{R}$$

ou encore :

$$V^2$$

$$\frac{R}{2}$$

Ceci montre que le circuit qui fournit le signal est amorti

par une résistance en parallèle qui serait égale à la moitié de la résistance de charge du détecteur.

Son facteur de surtension est donc assez bas.

78. — Détection quadratique et détection linéaire.

Comme nous l'avons fait pour le tube amplificateur, appliquons un faible signal HF modulé au point de fonctionnement 0 volt d'un détecteur réel (fig. 118). Qu'il s'agisse d'une diode ou d'un cristal, la caractéristique est formée d'une partie sensiblement rectiligne qui rejoint l'axe horizontal dans la zone des faibles tensions par un arc parabolique plus ou moins long.

La moitié gauche du signal est pratiquement supprimée par les détecteurs modernes, la moitié droite engendre une tension détectée grâce à la résistance de charge alliée au condensateur, et cette tension serait, à l'échelle près, la reproduction exacte de l'enveloppe du signal s'il n'y avait pas de distorsion.

Mais la figure montre que les variations de la modulation du signal intéressent la partie courbée de la caractéristique, et nous savons (§ 59) que courbure = distorsion. On peut voir sur le graphique que la tension détectée est déformée : alors que la bosse *c* de la modulation est double de la bosse *b*, la bosse correspondante *c'* du signal détecté est quadruple de *b'*. Dans la zone à courbure parabolique, la tension détec-

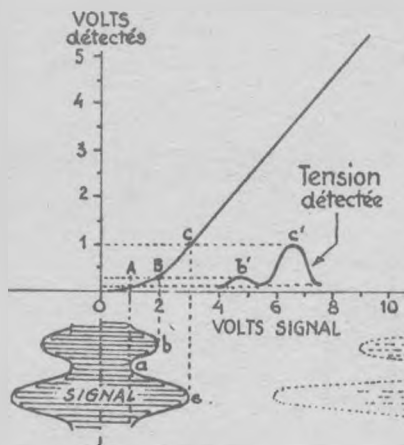


Fig. 118. — Détection quadratique d'un faible signal.
(Echelles arbitraires.)

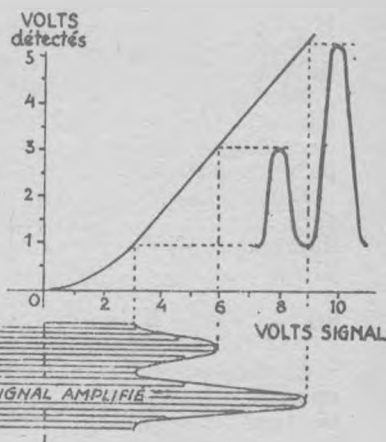


Fig. 119. — Détection linéaire du même signal amplifié.

tée est proportionnelle au carré de la tension du signal, et par conséquent la détection introduit une distorsion d'amplitude. On pourrait démontrer qu'elle ajoute à la modulation des harmoniques d'ordre pair. Cette détection est dite *quadratique*, parce qu'elle suit la loi du carré. Elle trouve son application dans certains appareils (voltmètre électronique

dit square law, par exemple), mais elle est haïssable en radiophonie et en télévision.

Fort heureusement, le remède existe tout à côté : il suffit de ne détecter que des signaux suffisamment puissants pour que les variations de modulation n'intéressent que la partie droite de la caractéristique du détecteur. Comme le montre la figure 119, le signal de la figure 118 a été amplifié trois fois, et maintenant la tension détectée est bien proportionnelle à celle de la modulation. La détection est devenue *linéaire*, donc fidèle.

En pratique, les caractéristiques des détecteurs ne sont pas strictement des arcs de parabole prolongés par des droites, mais des courbes approchantes. La fidélité n'est qu'approximative ; il subsiste toujours un peu de distorsion, surtout quand l'onde porteuse est profondément modulée. Un coup d'œil sur la figure 119 indique pourquoi.

Un détecteur est d'autant plus apte à détecter sans distorsion les faibles signaux que la courbure du pied de sa caractéristique est plus courte.

79. — La tension inverse de crête.

On pourrait penser qu'un détecteur est soumis à une tension dont le maximum est la tension de pointe (ou de crête) du signal. En réalité, il supporte le double de cette tension au point culminant de chaque demi-période éliminée.

En effet, soit un signal de 100 volts de pointe. Nous avons vu que le condensateur de détection finit par atteindre cette tension à la fin des demi-périodes qui rendent l'anode positive. A ce moment, le condensateur équivaut à une batterie de 100 volts branchée entre les électrodes du détecteur.

Survient la demi-période suivante, la tension du signal s'inverse et par conséquent *est en série avec celle du condensateur*, ce qui fait 200 volts aux bornes du détecteur au passage de la pointe de tension.

C'est pourquoi les catalogues ont soin d'indiquer la tension inverse de crête que le détecteur peut supporter sans dommage. Elle n'est pas toujours le double de la tension directe.

80. — Détection dite « par courbure de plaque ».

Ce dispositif a eu son heure de succès ; on le trouve encore dans quelques vieux postes. On polarisait une triode ou une pentode au point de courbure maximum de sa caractéristique I_p/V_g et on injectait le signal, comme d'habitude, entre la grille et la cathode. Le résultat était une détection plus ou moins quadratique (*fig. 120*), avec une distorsion considérable. Un faible signal tel que A oscillant de 1 volt de part et d'autre de la polarisation — 3 volts dans notre exemple, produit une variation du courant-plaque dont une alternance est à peine plus grande que l'autre. Comme le fruit de la détection est la *différence* des deux alternances (en noir), il est insignifiant : la détection-plaque est insensible aux faibles signaux.

Un signal plus fort, tel que B, ne subit plus qu'une légère

distorsion. Avec une pentode à pente fixe et grand « recul de grille » (c'est-à-dire grande plage de tensions-grille où la caractéristique I_p/V_g est presque rectiligne), un signal suffisamment amplifié est détecté à peu près correctement

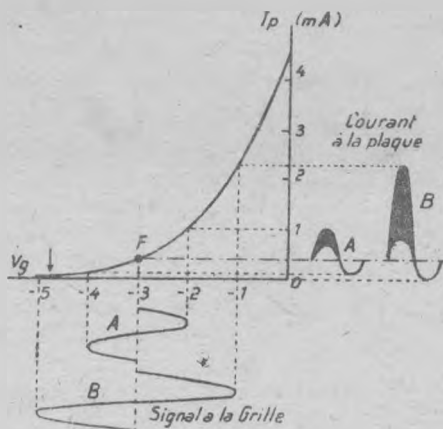


Fig. 120. — Détection-plaque.

si la tension d'écran est fixe. Mais il subsiste néanmoins une distorsion supérieure à celle des diodes et des détecteurs à germanium.

A défaut d'autres avantages, la détection-plaque présente celui de ne pas amortir le circuit oscillant qui fournit le signal à détecter, parce qu'il n'y a pas de courant-grille : le tube fonctionne comme amplificateur.

81. — La détection par la grille.

Elle fut universellement employée sous le nom de « détectrice à réaction », mais elle est détrônée parce qu'elle ne redresse bien que les faibles signaux et qu'elle introduit des distorsions inadmissibles. On ne l'emploie plus que dans des cas spéciaux.

Son principe est très simple (fig. 121). C'est une diode dont la tension détectée est appliquée entre cathode et grille d'un tube amplificateur triode ou pentode. Remarquez que dans le schéma de gauche les deux cathodes sont réunies, de même que la plaque-diode et la grille. Par conséquent, rien n'empêche de les réunir dans un même tube, et nous obtenons le schéma de droite, où la grille joue à la fois le rôle de plaque-diode et de grille d'amplificateur BF.

Remarquez que la grille est polarisée négativement, parce qu'elle agit comme anode de diode : il y a un courant-grille dont la composante continue produit une chute de tension continue dans la résistance de détection, ce qui rend la cathode positive par rapport à la grille. Le fonctionnement du tube comme amplificateur est donc normal. A cause de ceci, la détection-grille est sensible, surtout quand le circuit anodique est couplé positivement avec le circuit-grille, ce

qui introduit une réaction positive (détectrice à réaction). Malheureusement, cette sensibilité se paie par une distorsion importante, car la polarisation de la grille varie avec le signal. Si celui-ci est fort, la grille est polarisée jusqu'au cut-off et la moitié de la composante BF détectée est supprimée par l'amplificateur triode. Un signal un peu moins fort polarise la triode dans la courbure de pied de sa caractéristique, et la distorsion est à peine moins grande. Il n'y a que deux

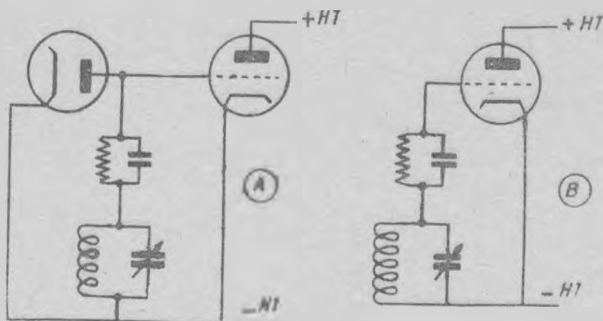


Fig. 121. — La détection-grille.

A gauche : détecteur diode suivi d'une triode amplificatrice.
A droite : la grille sert d'anode-diode.

moyens d'en sortir : ou bien ne détecter que de faibles signaux, ou bien n'utiliser qu'un tube à faible facteur d'amplification et faible pente.

82. — Courbes I_p/V_p des diodes.

La diode reste le détecteur le plus utilisé à cause de ses qualités : détection pratiquement linéaire même jusqu'à 90 % de modulation pourvu que le signal soit suffisamment amplifié, courant inverse nul et bas prix, car dans les récepteurs normaux, la fonction diode est représentée par une toute petite anode entourant un prolongement de la cathode du tube qui précède ou qui suit la détection. On réalise ainsi des tubes réunissant dans une même ampoule une triode ou pentode amplificatrice et deux diodes avec cathode commune, ce qui ne présente pas d'inconvénients (double diode-triodes et double diode-pentodes). L'une des diodes assure la détection normale, l'autre a une autre fonction que nous étudierons par la suite (antifading, retard, silence, antiparasite, etc.).

Pour bien saisir sans analyse mathématique le fonctionnement de la diode et ses limitations, le mieux est de considérer un réseau de courbes I_p/V_p de diode (fig. 122) relevé à l'aide du montage dessiné à droite du graphique. Chaque courbe correspond à la tension efficace constante d'une onde porteuse non modulée. Comme pour les triodes ou les pentodes, on peut tracer dans un tel réseau des droites de charge (§ 60) dont tous les points ont le même quotient

$$\frac{\text{tension continue}}{\text{courant anodique}} = R_d +$$

L'intersection de la droite de charge avec la courbe correspondant à la tension du signal indique (sur l'échelle horizontale) la tension continue développée le long de la résistance de charge : par exemple, un signal de 10 volts avec $R_D = 0,4 \text{ M}\Omega$ donnerait le point de fonctionnement marqué par un cercle, donc une tension détectée de 11 volts.

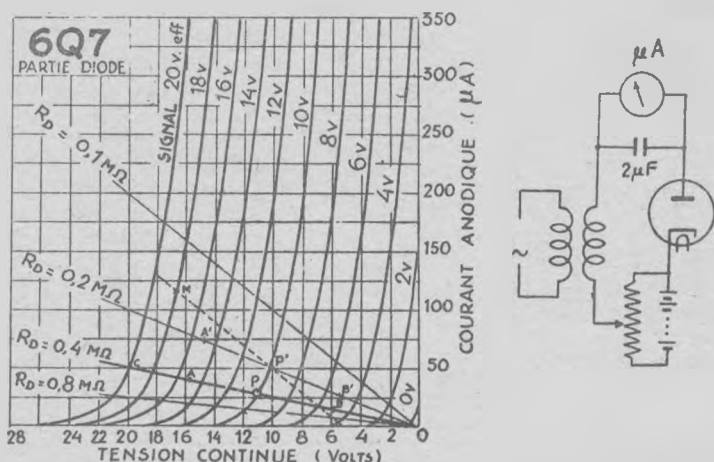


Fig. 122. — Courbes I_p/V_p d'une diode.

Ce point de fonctionnement se déplace le long de la droite de charge de part et d'autre des 10 volts quand le signal est modulé, car la modulation fait osciller la tension de pointe de l'onde porteuse (et par conséquent sa tension efficace = 0,707 tension de pointe). Par exemple, une modulation à 50 % fait varier la tension efficace entre 15 et 5 volts, et pour 100 % la tension efficace danserait entre 20 et 0 volt. Dans le premier cas, le point de fonctionnement se déplace jusqu'au point A pendant la demi-période positive de la modulation et jusqu'au point B pendant celle négative, et nous voyons sur l'échelle horizontale que les variations de tension continue correspondantes sont respectivement : $15,7 - 11 = 4,7$ et $11 - 5,8 = 5,2$ volts. L'inégalité indique environ 5 % de distorsion, que nous retrouverions dans le second cas (modulation 100 %, de C à la courbe 0 volt). Nous aurions pu le prévoir : la droite de charge traverse les régions courbées des caractéristiques. Pour réduire le taux de distorsion, la droite $R_D = 0,2 \text{ M}\Omega$ conviendrait mieux, car avec 50 % de modulation, le point se déplace entre A' et B', et nous avons P'A' à peine inférieur à P'B'.

● Mais la charge de la diode n'est pas uniquement formée de R_D . La figure 123 B, qui représente l'étage de détection raccordé à l'amplificateur BF suivant, montre que R_D est shunté (*) par la résistance de fuite de la grille suivante, mais seulement pour la composante alternative qui

(*) On dit qu'un organe B shunte un organe A quand il est en parallèle avec lui.

seule peut traverser le condensateur de liaison. Nous verrons ultérieurement qu'il peut y avoir encore d'autres résistances du même genre shuntant R_D pour l'alternatif seul (filtre d'antifading, indicateur d'accord), si bien que la diode se trouve chargée par R_D tout seul pour la composante continue, et par $R_D +$ les autres résistances en parallèle $+$ la réactance des capacités en circuit pour la composante modulée. L'impédance résultante Z_M est inférieure à R_D .

Avec $R_D = 0,2 \text{ M } \Omega$ et un signal non modulé de 10 v. eff., le point de fonctionnement au repos est toujours P' , puisqu'il n'y a pas de basse fréquence et que la diode n'est chargée que par R_D . Mais dès que le signal est modulé, les résistances en parallèle entrent en jeu puisqu'il y a un courant alternatif, la résultante $Z_M = 0,1 \text{ M } \Omega$ et la droite de charge doit être tracée pour $0,1 \text{ M } \Omega$ sans cesser de passer par le point P' . Nous l'avons indiquée en pointillé ; elle doit avoir la même inclinaison que la droite en trait plein marquée $R = 0,1 \text{ M } \Omega$, donc lui être parallèle.

Voyez ce qui se passe avec 80 % de modulation. Le signal atteint les cotes 18 volts et 2 volts, le point P va bien se placer sur la courbe 18 volts, mais il ne trouve plus de courbe au-dessous de 4 volts parce qu'il n'y a plus de courant détecté. La distorsion est considérable. Ce serait encore pire si nous avions fait $R_D = 0,4 \text{ M } \Omega$ au lieu de $0,2 \text{ M } \Omega$, dans l'espoir d'avoir un meilleur rendement. Le point de fonctionnement redeviendrait P , la charge réelle $0,133 \text{ M } \Omega$ et la distorsion interviendrait pour 45 % de modulation. Et avec $R_D = 0,8 \text{ M } \Omega$, il est facile de calculer que la charge réelle deviendrait $0,16 \text{ M } \Omega$ et qu'on n'aurait plus droit qu'à 22 % de modulation sans grave distorsion.

On montre aisément que le *pourcentage* maximum de modulation du signal pour une détection sans distorsion est égal à $100 Z_M/R_D$.

● En résumé :

1. La détection par diode est quadratique, donc distordue pour les signaux inférieurs à 0,1 volt.
2. Elle est linéaire si la modulation est faible pour les signaux de 0,1 à 0,5 volt.
3. A partir de 10 volts, elle est linéaire pour toute profondeur de modulation à la condition que la résistance de charge ne soit pas shuntée de façon appréciable par des résistances parcourues par la composante alternative détectée.
4. Si ce shunt alternatif n'est pas négligeable, il faut réduire la résistance de charge.

On verra au chapitre suivant comment on peut réduire au minimum la charge imposée par l'antifading et l'indicateur d'accord. Reste le shunt imposé par la R de grille suivante, qu'on peut réduire en utilisant une triode à grand facteur d'amplification, qui s'accommode d'une résistance de fuite élevée (5 M Ω et plus).

83. — Schémas de détection.

Réduit à sa plus simple expression, un étage détecteur peut se ramener à la figure 123-A : un détecteur à cristal

ou diode, un résisteur de charge R_D , un condensateur C_L pour arrêter la composante détectée continue et un condensateur C_D pour court-circuiter la composante résiduelle HF et augmenter l'efficacité de la détection. Comme ce dernier est toujours très faible (env. 100 pF à cause de la constante de temps), on peut même l'omettre à la rigueur et compter sur la capacité répartie du câblage. Cela marchera moins bien, mais cela détectera quand même.

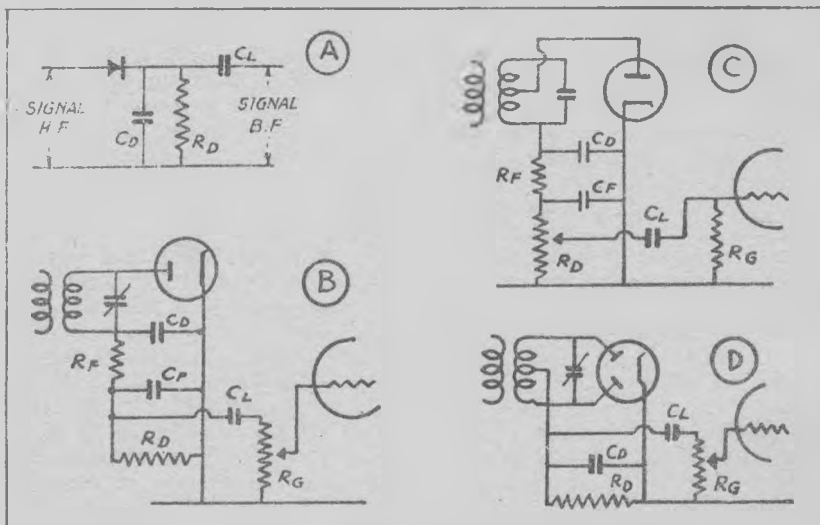


Fig. 123. — Etages de détection.

A. Principe. — B.C. Détection + filtre H.F. + contrôle de puissance.
D. Détection symétrique.

Mais on a tout intérêt au contraire à éliminer les dernières traces de HF en mettant à la suite de C_D un filtre formé de R_F et C_F (fig. 123-B), parce que l'intrusion de la haute fréquence dans les étages BF risque de surcharger les tubes à cause des réactions positives qui se produiraient.

La constante de temps du système doit être telle que la fréquence de coupure ($f = 1,59/R_F C_F$ en mégohms et microfarads) n'atteigne pas la HF, mais dépasse nettement la BF la plus aiguë. Par exemple, si la HF = 472 KHZ, la constante de temps $R_F C_F$ doit dépasser 0,000034, soit 5 picofarads \times mégohms. Comme R_F est en série avec la résistance de charge, on le fait égal à environ 1/10 de celle-ci. On mettra par exemple $R_F = 25.000 \Omega$ et $C_F = 200 \text{ pF}$.

Il faut pouvoir régler la puissance sonore au goût de chacun et surtout ne pas surcharger la grille suivante si le signal est fort. On dose habituellement la BF sortant de l'étage détecteur en la faisant passer dans un potentiomètre de 1 M Ω dont le curseur relié à la grille suivante prélève la portion nécessaire (fig. 123-B). Ce dispositif a l'inconvénient de toujours shunter R_D par la valeur totale de ce potentiomètre parcouru par l'alternatif. Nous lui préférons le schéma 123-C, où la résistance de charge R_D est un potentiomètre, tandis que la résistance de grille suivante est fixe,

parce que R_G ne shunte qu'une partie de R_D sauf dans les cas assez rares où le contrôle de puissance est poussé à fond.

Pour réduire l'amortissement du circuit accordé qui alimente le détecteur, la plaque diode du schéma 123-C est réunie au point milieu du bobinage. Le circuit ne fournit plus que la moitié de la tension au lieu de la totalité, mais cette tension devient beaucoup plus grande avec un bon bobinage, parce que Q se trouve moins dégradé par l'amortissement. La sélectivité et la sensibilité en sont améliorées.

● On voit réapparaître de temps à autre la *détection symétrique* qui consiste à détecter les deux alternances du signal au lieu d'en supprimer une. Le détecteur est double (fig. 123-D). Comme les composantes HF sont en antiphase dans R_D , elles s'y neutralisent et il n'y a pas besoin de les filtrer. C_D est néanmoins maintenu à cause de son effet cumulatif exposé plus haut.

Ce montage convient aux fréquences élevées à cause de cette particularité, mais il amortit beaucoup le circuit accordé et ne détecte que la moitié de la tension disponible dans la totalité du circuit. Quand le signal est faible, la distorsion risque de montrer le bout de l'oreille.

84. — Deux récepteurs simples complets.

● Le récepteur le plus simple ne peut se passer d'une antenne, car il a besoin d'un signal puissant qui lui fournisse toute l'énergie convertie en ondes sonores dans un écouteur téléphonique (fig. 124).

Le courant HF induit dans l'antenne placée dans le champ de l'émetteur traverse la bobine A. S'il y a plusieurs émetteurs, A sera traversé par plusieurs courants à différentes fréquences. Une autre bobine B est couplée magnétiquement

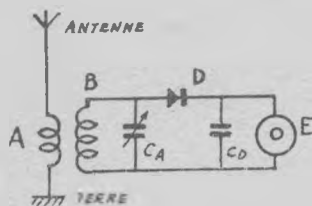


Fig. 124.
Récepteur à galène.

avec A, mais comme elle est accordée par le condensateur variable C, elle « pêche » dans la bobine A la fréquence qui lui convient.

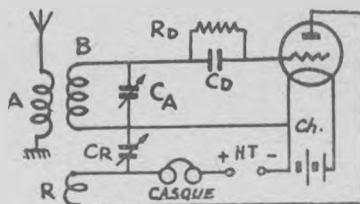
Le reste est connu : le détecteur D (galène ou germanium) détecte la tension HF magnifiée par le circuit accordé, C_D améliore le rendement du détecteur et l'écouteur E est parcouru par le courant produit par la tension détectée dans son impédance ($I = V/Z$).

La sélectivité est évidemment faible, car il n'y a qu'un seul circuit accordé et son facteur de surtension est faible, car il est amorti par la détection qui lui pompe de l'énergie.

● Un peu moins simple, voici la *détectrice à réaction* (fig. 125) dont il existe de nombreuses variantes. Nous avons

toujours l'antenne et la terre, la bobine d'antenne A, le circuit accordé B-CA couplé à A et faisant partie du circuit de grille. Celui-ci comprend encore la résistance et le condensateur de détection R_D-C_D, il se referme via le filament (ou la cathode). Le circuit-plaque contient en série la source de haute tension et le casque téléphonique, mais il comprend aussi une bobine R couplée avec la bobine B.

Fig. 125.
Déteçtrice à réaction.



Comme la grille sert de diode déteçtrice, le courant-plaque contient la composante HF amplifiée qui passe dans la bobine R couplée dans le bon sens avec B, dans laquelle elle induit une tension de réaction positive. On peut régler le taux de cette réaction à l'aide du condensateur C_R qui agit comme un robinet en ramenant l'excédent de HF à la cathode. Le résultat est connu : le Q du circuit oscillant monte à des hauteurs vertigineuses, la sélectivité et la sensibilité suivent ses traces, le gain est énorme... Mais on se trouve à la lisière de l'instabilité et des hurlements. Il y a d'autres inconvénients plus graves. Cette formidable sélectivité obtenue à bas prix, par l'énorme Q d'un seul circuit accordé réduit la bande passante à presque rien, d'où une grave mutilation des fréquences sonores. Et ce n'est pas tout : le tube Maître Jacques à la fois déteçteur et amplificateur ne fait pas son second métier dans les meilleures conditions, il y a des distorsions que la réaction positive s'empresse d'amplifier. Cela marche, mais il ne faut pas avoir l'oreille trop délicate... et il faut régler les deux condensateurs en même temps, car l'accord de l'un se répercute sur celui de l'autre, parce que le taux de réaction varie avec la modulation du signal.

Malgré ces défauts, ce montage est encore utilisé par les amateurs et pour des usages spéciaux.

IX. — ANTIFADING ET INDICATEUR D'ACCORD

« Contient les forts,
Protège les faibles,
Maîtrise les puissants,
Soutient les affligés. »

(Réclame d'un corset fameux).

Après s'être bien réfléchi ou réfractée dans la haute atmosphère ionisée, l'onde partie de l'émetteur arrive à l'antenne réceptrice où elle rencontre parfois ses sœurs venues par des chemins différents. On n'est pas toujours d'accord, c'est-à-dire en phase. Cela fait des remous, des fluctuations, parfois des silences. Tout se passe comme si un singe renforçait et diminuait la puissance de l'émetteur sans autre règle que sa fantaisie.

Il faut bien se contenter de ce signal mouvant, tantôt fluët, tantôt tonitruant. On a donc imaginé de l'amplifier suffisamment pour que le fluët devienne un bel athlète, mais en étranglant l'amplificateur pour que le tonitruant ne puisse dépasser la taille normale. En d'autres termes, on a réalisé un amplificateur capable de régler automatiquement son gain à la faille du signal qui lui arrive : s'il est puissant, l'amplificateur amplifie peu, s'il s'évanouit, l'ampli appuie sur l'accélérateur et grossit énormément le signal mourant. On conçoit qu'avec une mise au point convenable un tel amplificateur puisse délivrer au détecteur un signal de tension à peu près constante malgré les coups de fading. C'est l'antifading ou contrôle automatique de volume sonore (C.A.V.).

85. — Principe de l'antifading.

Pour arriver à ce résultat, il faut un organe *régulateur* qui sonde l'onde reçue, évalue de combien elle est trop forte ou trop faible et rédige son ordonnance sous la forme d'un certain potentiel électrique qu'il envoie à un autre organe chargé de modifier en conséquence le gain de l'amplificateur HF. En somme, l'antifading agit comme le régulateur de la machine à vapeur, qui constate que la vitesse est trop grande ou trop faible et traduit son jugement par un déplacement qui commande la valve ou le tiroir d'admission de la vapeur. On peut imaginer divers régulateurs plus ou moins ingénieux ou compliqués, mais tout récepteur en possède déjà un qui ne demande qu'à se révéler : la diode détectrice ou son équivalent. Si elle reçoit un faible signal, la composante continue de la tension détectée est faible. Si le signal est fort, cette tension continue est élevée. Il suffit donc d'isoler

cette composante continue de tension pour disposer du potentiel de commande désiré, pouvant varier de 0 à plusieurs dizaines de volts suivant le gain de l'amplificateur qui le précède (fig. 126).

Reste à trouver l'organe récepteur capable de modifier ce gain. Nous le connaissons aussi : c'est la grille d'un tube à pente variable utilisé justement comme amplificateur avant la détection. Il suffit en principe d'appliquer dans le bon sens cette tension de commande continue entre la grille et la cathode pour avoir une polarisation variable qui s'adapte instantanément à la tension du signal : si le signal est faible, la tension continue détectée est faible, la polarisation négative du tube à pente variable l'est aussi et l'amplification est

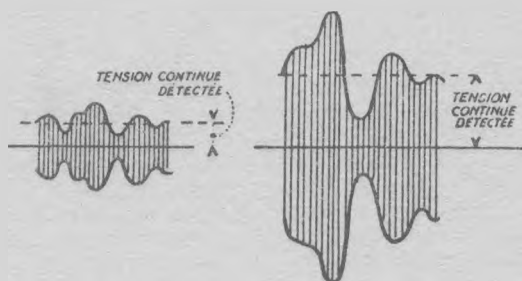


Fig. 126.

maximum. Avec un fort signal, la polarisation frôle le cut-off et l'amplification diminue énormément. Mais ce « pompage » imaginé pour l'explication ne se produit même pas. A la moindre velléité de variation du signal, la diode répond par une autre velléité correctrice à laquelle répond instantanément le tube correcteur, si bien que le signal détecté reste théoriquement constant... à une velléité près.

Si le détecteur est précédé de plusieurs tubes amplificateurs à pente variable, on en profite pour leur appliquer la tension d'antifading afin de rendre la régulation plus efficace.

86. — Antifading simple.

Pour obtenir la tension régulatrice continue, il suffit de la prélever aux bornes de la résistance de charge en barrant la route à la composante BF. La figure 127 représente le détecteur de la figure 123-B précédé d'un étage d'amplification à haute ou moyenne fréquence qui lui fournit le signal amplifié et qui est équipé d'un tube à pente variable normalement polarisé par R_k-C_k .

La composante continue du signal détecté est prélevée au point x , à l'extrémité négative du résisteur de charge R_c (puisque l'autre extrémité est réunie à la cathode devenue positive pour avoir perdu des électrons).

Pour arrêter les composantes alternatives, un filtre sommaire RA-CA est interposé. Sa constante de temps doit être

longue par rapport à la période de la fréquence la plus basse qu'il s'agit d'arrêter, mais cela ne suffit pas.

a) La composante alternative du signal détecté, arrivant au point x , trouve deux voies pour retourner à la cathode : R_C et $RA-CA$ qui sont ainsi *en parallèle* pour cette composante. Cette nouvelle charge $RA-CA$ shuntant la charge normale de la diode pour l'alternatif seulement engendre des distorsions (§ 82). Il faut donc faire RA beaucoup plus grand que R_C pour réduire son effet de shunt.

b) Mais RA se trouve aussi *en série* avec R_C dans le circuit de grille du tube précédent qui se referme sur la cathode. Comme on ne peut admettre plus de $2\text{ M}\Omega$ dans le retour de grille à cathode sans compromettre l'évacuation des électrons captés par la grille, RA ne peut guère dépasser un mégohm.

c) Il faut que CA n'oppose qu'une impédance négligeable à la basse fréquence, comparée à la résistance RA chargée de l'arrêter.

On est donc conduit à mettre : $RA = 1\text{ M}\Omega$ et $CA = 0,1$ à $0,2\ \mu\text{F}$ pour remplir les conditions ci-dessus. Ceux qui ne reculent devant aucun sacrifice peuvent parfaire le filtrage

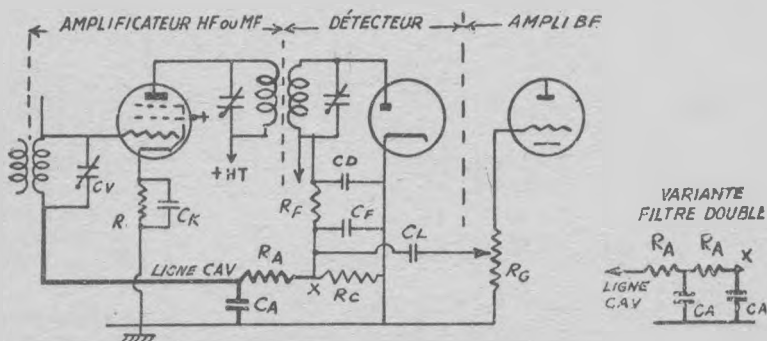


Fig. 127. — Antifading ou CAV simple (en trait gras).
Les connexions d'écran ne sont pas représentées.

en mettant deux cellules au lieu d'une, formées chacune d'un résistor de $0,5\text{ M}\Omega$ et d'un condensateur de $0,1\ \mu\text{F}$ (fig. 127-B).

Ici comme en toutes choses, le mieux est l'ennemi du bien. Si vous grossissez CA , le filtrage sera sans doute amélioré, mais la constante de temps s'allongera aussi : avec $1\ \mu\text{F}$, elle atteindrait 1 seconde et l'ordre donné par le détecteur pour parer un coup d'antifading arriverait trop tard et opérerait à contre-temps, comme les carabiniers d'Offenbach.

● Si l'efficacité de la détection atteignait 100 % grâce à l'effet cumulatif de C_D , la tension d'antifading serait égale à la tension de pointe de l'onde porteuse. A cause des pertes et surtout de l'amortissement du circuit accordé qui alimente le détecteur, cette tension régulatrice est toujours inférieure, ce qui limite l'efficacité de l'antifading simple.

● L'antifading n'est qu'un moindre mal, car il fait payer ses services par une distorsion harmonique importante. On peut calculer que si R_A est double de R_C (par exemple $1\text{ M}\Omega$ et $0,5\text{ M}\Omega$ respectivement), la distorsion due à l'effet de shunt de R_A pour l'alternatif atteint 10 % avec une profondeur de modulation de 77 %, et 23 % pour une modulation de 100 %. On voit tout l'intérêt des faibles charges R_D de détection afin de pouvoir grandir autant que possible la résistance R_A d'antifading.

Si la tension d'antifading, ajoutée à la polarisation due à la résistance de cathode R_K , n'arrive pas à faire une polarisation totale supérieure à la tension du signal sur la grille, celle-ci devient positive aux pointes positives du signal, d'où distorsion importante.

● A cause de l'effet Miller (§ 50), la capacité d'entrée du tube amplificateur à pente variable varie avec le gain. Or, ce tube a une polarisation variable qui est la résultante de la polarisation due à R_K et de la tension d'antifading plus ou moins négative appliquée à la grille, selon que le signal est plus ou moins puissant. Son gain varie, et sa capacité d'entrée en fait autant.

Mais cette capacité d'entrée grille-cathode est en parallèle avec la capacité d'accord C_V (qui réunit la grille à la cathode via C_A et R_K-C_K). Par conséquent, l'accord varie aussi.

Avec une pentode, la variation de la capacité d'entrée par effet Miller est faible. On réduit l'importance du désaccord en faisant agir l'antifading sur plusieurs tubes dont le gain varie entre des limites raisonnables, ou en accordant le circuit de grille avec une capacité suffisamment importante pour que la variation de C_{GK} soit négligeable.

87. — Régulation de plusieurs tubes.

Dans un récepteur normal, deux ou trois tubes précèdent le détecteur. Il est avantageux de leur appliquer la tension régulatrice pour les raisons exposées ci-dessus.

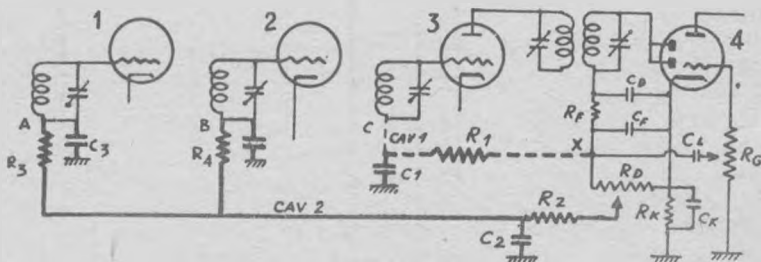


Fig. 128. — Antifading simple agissant sur plusieurs tubes.

La figure 128 représente un système antifading simple agissant sur le tube précédent la détection en lui appliquant toute la tension continue recueillie le long de la résistance de charge (trait pointillé gras, prise en X) et sur les deux

premiers tubes auxquels on ne fournit qu'une fraction de la tension régulatrice (trait plein, prise en Y). En effet, les premiers tubes s'accrochent souvent mieux d'une tension d'antifading réduite, parce qu'il est préférable de les faire travailler dans une partie peu courbée de leur caractéristique I_p/V_g pour éviter la transmodulation ou bien parce que leur tension-grille de cut-off n'est pas aussi grande que pour d'autres tubes à pente variable. C'est le cas des convertisseurs étudiées au Chapitre XIII.

Les tubes 1, 2 et 3 travaillent sur la même fréquence. Si nous nous contentons de réunir les points A, B, C de leur circuit d'accord-grille à la ligne d'antifading (CAV), nous aurions un magnifique couplage par l'impédance commune $R_1-C_1-RD-RK$, ou $R_2-C_2-RD-RK$. Le tube 3 peut être raccordé directement, mais il faut découpler les autres à l'aide d'un résisteur (R_3, R_4) d'environ 100.000Ω , et d'un condensateur (C_3, C_4). Quelle sera la capacité de ceux-ci ? Aux yeux de la HF, elle doit être suffisante pour ne lui offrir qu'une réactance négligeable. Aux yeux de la tension régulatrice, elle doit être assez faible pour ne pas allonger beaucoup la constante de temps responsable de la lenteur dans la transmission de ses ordres aux grilles. Autrement dit, $C_3 + C_4 + C_2$ ne doit pas dépasser $0,2 \mu F$.

Remarquez que la détection est assurée dans la figure 128 par les deux plaques diodes réunies en parallèle d'une double diode-triode, dont la grille de l'élément triode reçoit la composante BF détectée. Cette triode amplifie la BF, sa grille doit donc recevoir une polarisation négative fournie par RK dans la cathode, avec découplage par Cx .

88. — Antifading retardé.

La régulation simple est la plus employée, mais elle présente un inconvénient : même un faible signal fait naître une tension d'antifading qui réduit le gain des tubes amplificateurs soumis à sa loi, si bien que le pauvre petit ne « profite » guère. Mais ses malheurs ne s'arrêtent pas là : en arrivant au détecteur, il n'a pas assez de volts, la détection n'est pas linéaire et la modulation BF est déformée. Il faudrait un régulateur qui ne commence à étrangler les grilles que lorsque le signal dépasse un certain niveau. On l'appelle assez improprement *régulateur retardé*, car il doit agir sans aucun retard de temps : le retard n'est que dans la tension.

Pour cela, on utilise deux diodes dont l'une fournit la tension BF et l'autre celle continue de régulation. La première détecte tout signal qui se présente, la seconde reste inerte tant que le signal n'atteint pas la valeur prescrite.

La figure 129 montre un tel dispositif bâti autour d'une double diode-triode telle que la 6Q7 ou la 6AT6. Du côté de la détection-musique (traits fins), rien de particulier sinon que le filtre éliminant les vestiges de HF et formé de $Rf-Cf$ se trouve après le résisteur de détection RD au lieu d'être avant lui. Les résultats sont du reste semblables.

Le signal est également fourni à la plaque diode 2 à tra-

vers C_M , d'environ 100 pF, qu'on aurait pu brancher en haut du primaire accordé plutôt qu'en haut du secondaire. On aurait obtenu une tension régulatrice plus importante.

Le résisteur de charge de cette diode 2 est R_M , relié à la masse. Le circuit de cette diode d'antifading se referme donc sur la cathode par le résisteur de polarisation R_K , et la plaque diode 2 se trouve ainsi polarisée négativement par

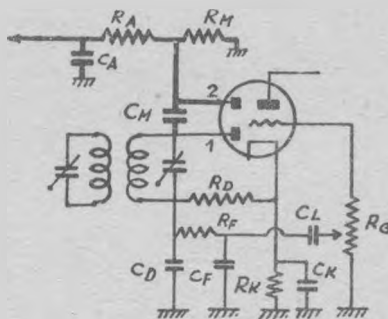


Fig. 129. — Antifading retardé.

rapport à la cathode. Il ne peut y passer aucun courant — donc pas de tension d'antifading — tant que le signal sur la diode ne dépasse par cette polarisation.

Si on veut une tension de retard inférieure à la polarisation demandée par la partie triode du tube, il suffit d'utiliser une double diode autonome. Le retour du résisteur R_M , au lieu de se faire à la masse, ira rejoindre un point choisi le long de R_K de la triode ou de la pentode qui suit la diode.

● Il subsiste cependant un défaut : quand le signal approche de la tension de retard fixé, ses crêtes seules la dépassent et se font raboter par l'antifading, d'où distorsion. Ou bien les « forte » se font écraser, tandis que les « piani » sont respectés, d'où perte du contraste sonore.

Pour éviter ceci, on fait appel à une double diode à cathodes indépendantes (6H6) dont un élément est monté de telle façon que le retard ne s'exerce plus que sur la composante continue du signal détecté. Mais il est plus simple de réduire à deux ou trois volts la tension de retard du schéma normal : la distorsion oscille alors entre 1,5 et 4 %, ce qui n'est pas grave.

89. — Antifading amplifié.

Nous avons vu que la tension régulatrice est toujours inférieure à celle du signal qu'il s'agit de corriger. Par conséquent, la régulation est incomplète, le fading est réduit, mais non supprimé. On a proposé plusieurs solutions pour amplifier la tension d'antifading :

a) l'amplificateur à liaison directe (§ 64, fig. 95), de mise au point délicate ;

b) détection d'antifading obtenue par une détectrice à

courbure de caractéristique-plaque au lieu d'une diode. L'amplification obtenue est appréciable et cette détection n'amortit pas les circuits accordés, mais il faut disposer d'une tension très négative par rapport à la masse, et il subsiste une distorsion aux pointes de modulation ;

c) on peut ajouter un étage d'amplification à polarisation fixe pour attaquer la diode d'antifading seule, ce qui permet d'éviter la distorsion due au shunt de l'antifading sur la résistance de charge de la diode du son.

Avec ces dispositifs, le fading est éliminé sauf quand le signal disparaît totalement — car le meilleur régulateur ne peut libérer un signal inexistant. Mais il devient indispensable de les compléter par le retard de tension étudié au paragraphe ci-dessus, sinon les faibles signaux seraient encore plus affaiblis par l'amplification de l'antifading.

90. — L'indicateur d'accord ou « œil magique ».

Pour réduire la distorsion au minimum, il faut que les circuits accordés du récepteur soient réglés au milieu de la bande passante de fréquences, donc sur la fréquence exacte de l'onde porteuse.

Comme les auditeurs ne sont pas tous lauréats du Conservatoire, ils ne savent pas toujours régler correctement « à l'oreille ». On peut munir les récepteurs d'un indicateur visuel d'accord qui limite dans la mesure du possible les dégâts dans l'oreille des voisins.

Après avoir utilisé dans ce but des milliampèremètres plus ou moins camouflés, des tubes à néon, des ampoules à incandescence alimentées par un transformateur saturable, la technique s'est stabilisée. De nos jours, l'indicateur catho-

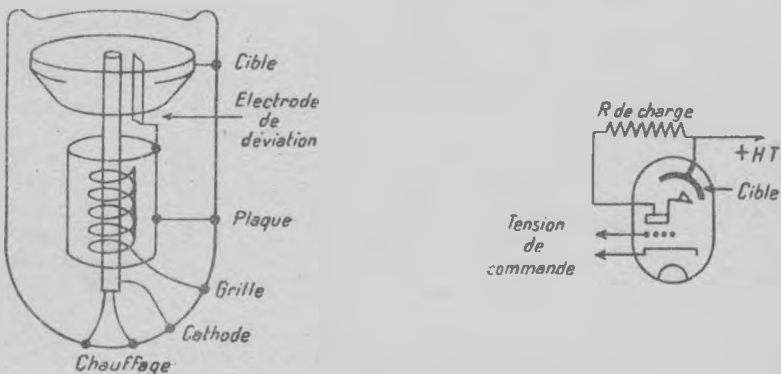


Fig. 130. — Indicateur cathodique d'accord.
Symbole et disposition des éléments principaux.

dique connu sous le nom d'œil magique a détrôné tous les autres.

Dans une ampoule vide d'air, une cible conique très évasée est recouverte intérieurement d'un enduit fluorescent qui s'illumine quand il est frappé par des électrons rapides émanant d'une cathode axiale. La cible forme donc l'anode d'une

diode, elle est portée à une haute tension positive par rapport à la cathode (env. 250 volts).

Si nous interposons dans le trajet des électrons une petite électrode moins positive que la cible, elle repousse les électrons par son champ électrostatique et porte sur la cible une ombre d'autant plus large que sa tension est moins positive. Ce phénomène va être utilisé pour « voir » la tension négative d'antifading qui atteint son maximum au moment de l'accord parfait.

Pour cela, cette tension est fournie à la grille d'une triode convenablement chargée par un résistor dans son circuit d'anode. Elle est donc amplifiée, et le potentiel de la plaque augmente d'autant plus que la tension d'antifading est plus négative. Il suffit de réunir la plaque à l'électrode d'ombre pour voir sur la cible un secteur d'ombre variant avec l'accord et qui devient minimum quand celui-ci est parfait.

L'indicateur cathodique ou « œil magique » réunit dans une même ampoule la triode amplificatrice et la cible lumineuse, avec cathode axiale commune (fig. 130).

La tension de commande est fournie par la ligne d'antifading si celui-ci est du type simple. Quand la régulation est retardée, il est préférable de prendre la tension de commande de l'indicateur au résistor de charge du détecteur en intercalant un filtre comme pour une ligne d'antifading, afin que l'indicateur réponde aux faibles signaux qui ne déclenchent pas l'action du régulateur.

Lorsqu'on se trouve à proximité d'un puissant émetteur, il arrive que la tension d'antifading dépasse celle qui correspond à la suppression du secteur d'ombre : par exemple, l'indicateur 6E5 a sa cible entièrement lumineuse pour V_g

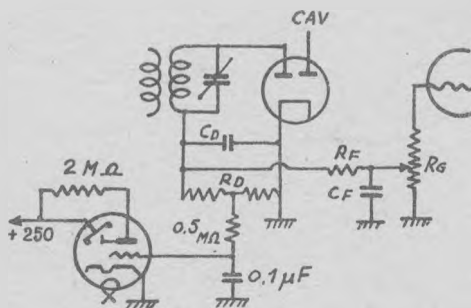


Fig. 131. — Indicateur cathodique. — Montage évitant le recouvrement des plaques lumineuses.

= 7,5 volts, si on lui applique —10 volts, il y a recouvrement des plaques lumineuses sur un étroit secteur plus lumineux que le fond, et le réglage de l'accord devient imprécis. Pour y remédier, deux solutions :

1° On peut n'appliquer qu'une fraction de la tension d'antifading prélevée le long de la résistance de charge faite de deux résisteurs (fig. 131) qui agissent comme diviseur de tension.

2° On peut remplacer l'indicateur simple (EM1 ou 6E5) par un indicateur à double sensibilité (EM4) où la partie triode est munie de deux plaques le long d'une cathode et d'une grille commune. On obtient ainsi l'équivalent de deux triodes dont la géométrie est telle que leurs facteurs d'amplification sont différents. Chaque plaque étant réunie à une électrode d'ombre, celle dont le μ est le plus fort annule son secteur d'ombre quand la tension grille atteint — 5 volts, tandis que l'autre ne le fait que pour — 16 volts.

Enfin, on a fini par trouver vexant de mobiliser une cathode et une ampoule rien que pour faire varier une ombre. On lui a donc ajouté quelques grilles, ce qui a donné un tube à la fois œil magique et pentode amplificateur BF (type EFM1, par exemple).

X. — L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE



Bien chouchouté, bien détecté, le signal descendu de l'antenne a livré sa modulation sous la forme d'une tension alternative à basse fréquence. Après une nouvelle amplification, les *volts* modulés vont se muer en *watts*, seuls capables de remuer vigoureusement la membrane du haut-parleur.

Jusqu'à cette étape finale, les milliampères anodiques ne servaient qu'à enfanter des volts dans l'impédance de charge. Il en fallait du reste très peu, puisqu'en grossissant l'impédance et le Q des circuits nous pouvons obtenir beaucoup de volts pour un faible courant. Maintenant, le but est tout autre : il s'agit d'obtenir autant de puissance BF que possible, la tension étant d'importance secondaire. Ce qui compte, ce n'est plus $V = ZI$, mais $W = ZI^2$: on voit que I devient prépondérant.

Nous pressentons que les tubes de puissance doivent travailler avec une tension et une intensité anodique élevées, et avoir une pente importante et constante pour fournir le maximum de watts modulés sans distorsion pour chaque volt de signal injecté dans la grille. Ce sont des triodes, pentodes et tétrodes à cathode développée et plaque bien refroidie.

91. — La caractéristique dynamique.

Considérons une triode de puissance dont la figure 132 donne le réseau des caractéristiques I_p/V_g (courbes en trait fin) et le montage le plus simple, avec une polarisation négative fixe et une impédance d'utilisation Z que nous supposons d'abord purement résistive dans son circuit anodique. Avec — 25 volts de polarisation, nous mesurons par exemple 200 volts au repos entre la plaque et la cathode, ce qui détermine le point de fonctionnement P à l'intersection de la

verticale partant de -25 Vg et de la courbe 200 Vp. En l'absence de signal, le courant plaque est de 25 mA.

Injectons dans la grille un signal sinusoïdal ayant 25 volts de crête. La grille oscille de 0 à -50 volts. Quand Vg baisse à -43 volts, Ip baisse à 10 mA, la chute de tension provoquée par Z baisse aussi et il reste davantage de volts sur la plaque, dont le potentiel monte à 250 volts (point P'). De

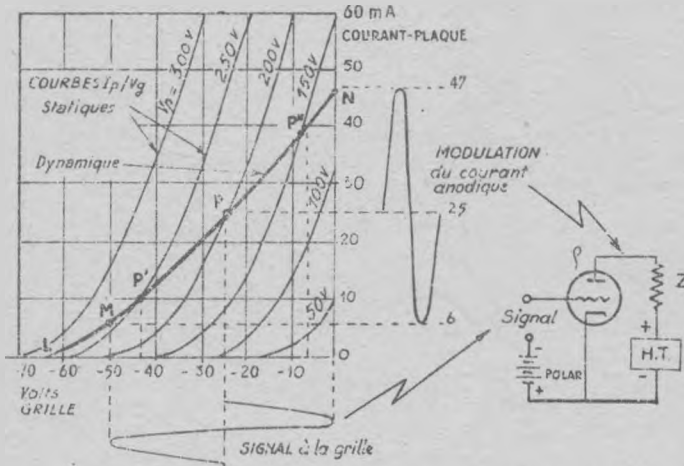


Fig. 132. — Amplificateur de puissance (classe A).

même, quand Vg remonte à -7 volts, le courant-plaque monte aussi ce qui augmente la chute de tension le long de Z et ne laisse plus que 150 volts à la plaque (point P''). En recommençant le raisonnement pour toutes les tensions-grille, on trace la courbe en trait plein plus inclinée que les courbes normales ou statiques. C'est la *caractéristique dynamique* valable pour l'impédance Z considérée et la polarisation -25 volts. Comme on l'a vu au § 59, la pente dynamique du tube chargé par Z n'est plus $S = \mu/\theta$, mais $S' = \mu / (\theta + Z)$ d'où $S' = S / (1 + Z/\theta)$. C'est pourquoi la caractéristique dynamique est plus penchée que celles statiques. Elle le serait encore davantage avec un Z plus grand, elle se redresserait avec Z plus petit.

C'est la caractéristique dynamique qui détermine la modulation du courant anodique correspondant au signal. Dans l'exemple de la figure 132, on voit que le point de fonctionnement se promène de M à N suivant la tension instantanée du signal, ce qui fait varier Ip entre 6 et 47 mA. Cette variation de Ip n'est plus une pure sinusoïde, car son alternance positive atteint 22 mA tandis que la négative n'en a que 19 : il y a de la distorsion harmonique parce que la caractéristique dynamique est courbe, et cette courbure est due à celle des caractéristiques statiques.

Pour obtenir le maximum de puissance du tube, on serait tenté d'exploiter toute la caractéristique de L à N. Il suffirait de polariser le tube à -32 volts et de donner la même amplitude au signal. Oui, mais le pied très courbé des caractéristiques dynamiques rendrait le signal très déformé.

téristiques nous fait deviner ce qui va se passer : Les alternances positives et négatives de la variation de I_p seront respectivement de 22 et 19 mA, ce qui correspond à une distorsion inadmissible.

C'est pourquoi les amplificateurs à une lampe de puissance fonctionnent en classe A₁, ce qui veut dire que le courant-plaque ne s'annule jamais et qu'il n'y a jamais de courant-grille. Ils n'utilisent que la partie la moins courbée de la caractéristique dynamique comprise entre la forte courbure du pied (point M) et la naissance du courant-grille (point N, $V_g = 0$) afin d'éviter de graves distorsions).

Ceux qui ont fait un peu de géométrie remarqueront que les courbes de triodes rappellent un arc de parabole ou d'hyperbole qui sont des courbes du second degré, ce qui laisse pressentir que la distorsion est surtout due à des termes de second ordre (harmoniques 2).

● Les constructeurs ne donnent le plus souvent que les réseaux I_p/V_p des tubes, dans lesquels il est facile de tracer la droite de charge représentant la résistance ou l'impédance réceptrices de la puissance modulée (§ 60). Il est bien facile d'en déduire la caractéristique dynamique, comme le montre la figure 133.

Il suffit de placer un papier quadrillé contre le réseau I_p/V_p et de graduer l'axe horizontal en volts-grille, tandis que l'axe vertical porte les mêmes graduations de mA-plaque

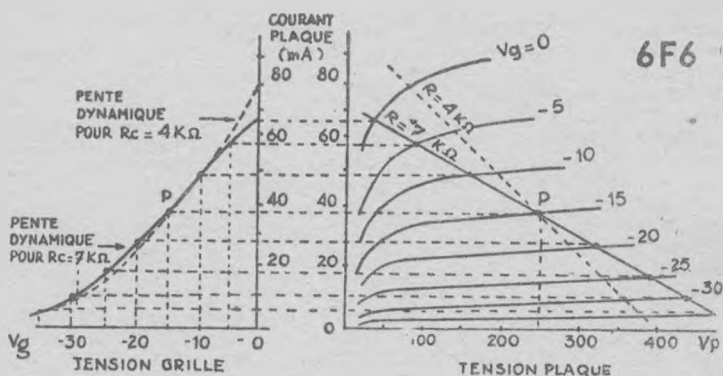


Fig. 133. — Tracé de la courbe dynamique.

que celles du réseau auxquelles elles correspondent. Il ne reste plus qu'à mener un horizontale à partir de tout point tel que P où la droite de charge coupe l'une des courbes V_g jusqu'à sa rencontre avec la verticale partant de la même tension V_g du papier quadrillé, ce qui donne le point P de la caractéristique dynamique. En réunissant par un trait tous les points ainsi obtenus, on trace la courbe.

Sur la figure, nous avons tracé deux courbes correspondant à deux charges différentes : on voit que la caractéristique dynamique pour la résistance de charge de $4\text{ K}\Omega$ a une allure parabolique, tandis que celle en trait plein tracée pour $R_c = 7\text{ K}\Omega$ a la forme d'un S : elle rappelle

la cubique, qui est une courbe du 3^e degré. Dans ce cas, la distorsion sera surtout due aux harmoniques d'ordre 3, elle se manifesterà dès que le signal dépassera 10 volts de crête, la polarisation étant ici de — 15 volts. Néanmoins, la charge de 7 K Ω est plus favorable que celle de 4 K Ω , car la courbe dynamique correspondante présente une partie presque rectiligne, donc à faible distorsion entre — 5 et

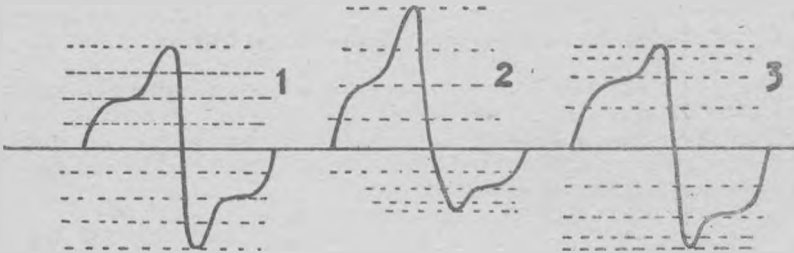


Fig. 134. — 1. Signal sans distorsion. 2. Distorsion carrée (sans déphasage). — 3. Distorsion cubique (*idem.*).

— 25 volts, tandis que celle de 7 K Ω n'a pas de partie droite et donne des harmoniques 2 même pour de faibles signaux.

● En réalité, les courbes I_p/V_g ne sont ni des droites, ni des paraboles, ni des cubiques pures, pas plus que les caractéristiques dynamiques qu'elles engendrent par leur alliance avec une droite de charge. Tout ce qu'on peut en dire, c'est qu'elles expriment en tout point la valeur de I_p en fonction de V_g et qu'elles sont continues sans angles vifs.

Or, il existe dans l'arsenal mathématique une formule fondamentale* appelée « formule de Taylor » qui permet de décomposer ce courant I_p variable en ses éléments constitutifs. Elle nous enseigne que nous pouvons y trouver :

- 1° d'abord le courant continu I_0 au repos,
- 2° une composante SV, produit du signal V par la pente S ou dérivée première de I_p par rapport à V. Cette composante seule est désirable, on lui doit l'amplification fidèle ou linéaire (car $I_p = I_0 + SV$ est l'équation d'une droite).
- 3° Une composante $CV^2/2$, où C est la dérivée seconde de I_p . On l'appelle *pente de conversion*, nous la retrouverons au chapitre XIII. Puisque V est une fonction de la fréquence f , V^2 est fonction de $\sin^2 f$. Or, on sait que $2 \sin^2 f = 1 - \cos 2f$, ce qui fait apparaître la fréquence double ou harmonique 2. En effet, $I_p = I_0 + SV + CV^2/2$ est l'équation d'une parabole.
- 4° Une composante $TV^3/6$, où T est la dérivée tierce de I_p . Sachant que $\cos^3 f = 1/4 (\cos 3f + 3 \cos f)$, on voit apparaître la fréquence triple $3f$ ou harmonique 3. Car $I_p = I_0 + SV + CV^2/2 + TV^3/6$ est l'équation complète d'une cubique.

(*) Pour ceux que les mathématiques intéressent, voici le développement de I_p en formule de Taylor, où v est la tension de signal à la grille :

$$I_p = I_0 + \frac{dI}{dv} (v + v/\mu) + \frac{1}{1.2} \frac{d^2I}{dv^2} (v + v/\mu)^2 + \frac{1}{1.2.3} \frac{d^3I}{dv^3} (v + v/\mu)^3 + \text{etc...}$$

Cette série est rapidement convergente, il suffit d'en conserver les cinq ou six premiers termes pour rendre compte des distorsions.

5° Nous citerons simplement les composantes d'ordre supérieur correspondant aux dérivées quarte, quinte, sixte, etc., telles que $KV^2/24$, $MV^2/110$, etc., responsables des harmoniques d'ordre 4, 5, 6...

Fort heureusement, la courbure des courbes n'est pas toujours aussi démonstrative. Avec une charge bien choisie, l'équation de la caractéristique dynamique est surtout faite de I_0 et SV , avec des traces des autres composantes dont certaines peuvent manquer.

92. — Puissance dissipée, puissance modulée.

En l'absence de signal, il passe un certain courant continu I_p dans le tube, nous pouvons le mesurer, de même que la tension V_p de l'anode. Le produit $I_p V_p$ représente donc la puissance dissipée par le tube au repos. S'il s'agit d'une pentode ou d'une tétrode, il faut ajouter le courant d'écran I_e , et la puissance dissipée devient $V_p (I + I_e)$.

Injectons un signal dans la grille. S'il n'y a pas de distorsion, le courant-plaque oscillera de part et d'autre de I_p , la tension-plaque en fera autant autour de V_p , leur valeur moyenne demeurera inchangée, la source de haute tension débitera toujours le même courant. Une distorsion importante ferait un peu varier ce courant moyen, mais la différence serait minime et nous pouvons la négliger ici.

Une composante alternative se superpose maintenant à cette tension et cette intensité, et c'est le produit de leurs valeurs efficaces qui détermine la puissance modulée. Calculons celle-ci

a) La tension-plaque passe de V_{\max} à V_{\min} , la différence $V_{\max} - V_{\min}$ est donc la tension modulée de crête à crête, soit le double de la tension de crête ou $\sqrt{2}$ fois la tension efficace. Donc, la tension efficace est égale à :

$$\frac{V_{\max} - V_{\min}}{2\sqrt{2}}$$

b) De même, l'intensité efficace de sortie est :

$$\frac{I_{\max} - I_{\min}}{2\sqrt{2}}$$

c) En faisant le produit de ces deux expressions, nous obtenons la puissance modulée de sortie :

$$W_{\text{mod}} = \frac{(V_{\max} - V_{\min})(I_{\max} - I_{\min})}{8}$$

ou, en notant que $V_{\max} - V_{\min} = Z(I_{\max} - I_{\min})$:

$$W_{\text{mod}} = \frac{Z(I_{\max} - I_{\min})^2}{8} \quad [29]$$

Le rendement du tube est le rapport entre la puissance modulée et la puissance dissipée, c'est-à-dire :

$$\text{Rendement} = \frac{(V_{\max} - V_{\min})(I_{\max} - I_{\min})}{8 V_p I_p} \quad [30]$$

V_p et I_p étant ici les composantes continues de la tension

et du courant anodiques. Comme les minima ne peuvent devenir inférieurs à zéro et que les maxima ne peuvent dépasser le double de V_p ou de I_p , le rendement d'un tube amplifiant en classe A, ne peut dépasser 50 %. Dans les récepteurs, il est nettement plus faible, parce qu'on n'exploite pas toute l'ampleur des V_g depuis zéro jusqu'au cut-off, afin d'éviter des distorsions importantes. On se contente généralement de 26 à 25 % pour les triodes et 30 à 35 % pour les pentodes.

93. — La charge optimum.

La présence de l'impédance de charge en série dans le circuit anodique (fig. 132) a l'inconvénient de gaspiller beaucoup d'énergie par effet Joule et de réduire la haute tension continue disponible à la plaque.

Pour éviter ceci — et pour une autre raison que nous verrons tout à l'heure — on couple l'impédance d'utilisation au circuit anodique à l'aide d'un transformateur (fig. 135) dont le primaire n'oppose qu'une faible résistance au courant continu. Si M est le coefficient d'induction mutuelle entre le primaire et le secondaire, on sait (§ 37) que le couplage fait apparaître dans le primaire une impédance réfléchie $(\omega M)^2/Z$.

Tout se passe donc, pour ce qui concerne la puissance modulée du tube, comme s'il n'y avait pas de transformateur

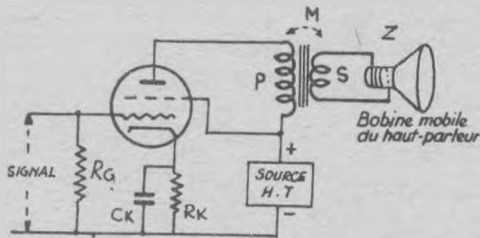


Fig. 135. — Tétrode de puissance couplée par transformateur à haut-parleur.

et si une certaine impédance était introduite directement dans le circuit anodique.

On devine que l'impédance de charge ainsi couplée dans le circuit anodique ne doit pas être quelconque si on désire le maximum de puissance modulée. En effet, une impédance faible est presque un court-circuit, et la puissance modulée est faible. Nous sommes conduits à augmenter Z , mais la pente dynamique diminue parallèlement et le gain de puissance ne tarde pas à plafonner. Augmentons encore Z jusqu'à ce qu'il soit très grand comparé au r_o du tube : les variations de I_p deviennent minuscules et la puissance tend vers zéro. Pour obtenir la puissance maximum pour une tension de signal donnée, il faut donc que Z ne soit ni grand ni petit par rapport à la résistance interne du tube. On com-

prend intuitivement que ce maximum sera atteint quand Z sera égal au ρ de la triode.

Lorsqu'on désire le maximum de puissance modulée pour la tension anodique maximum que peut supporter le tube, on peut montrer que l'impédance de charge doit être double de la résistance interne de la triode.

Avec les pentodes et les tétrodes, les conditions changent. D'abord, la pente dynamique n'est guère différente de celle statique. Comme la puissance modulée est toujours égale au produit de l'impédance de charge par le carré de l'intensité efficace qui la traverse, on pourrait penser qu'il faut un Z très élevé pour obtenir la puissance maximum. Mais on ne peut exploiter sans graves distorsions qu'une petite portion relativement rectiligne de la caractéristique dynamique, et d'autre part la tension-plaque ne doit jamais descendre au-dessous de celle d'écran. En définitive, l'impédance de charge correspondant à la puissance maximum de sortie est le quotient de la tension-plaque par le courant-plaque en l'absence de signal.

Par exemple, le tube tétrode de puissance 6AQ5 a $V_p = 250$ v et $I_p = 45$ MA au repos. La résistance de charge optimum est $250/0,045 = 5500 \Omega$, mais on pourra mettre seulement 5000Ω pour réduire encore la distorsion

● En général, l'organe qui utilise la puissance fournie par la lampe n'a pas l'impédance qui convient le mieux à celle-ci. Mais le transformateur de couplage va se charger de les marier, en « faisant voir » à l'une et à l'autre l'impédance qu'ils désirent.

Nous avons dit que le transformateur est une lorgnette électrique où la lampe et sa charge se regardent chacune par un bout. En choisissant judicieusement le grossissement, elles se voient l'une agrandie, l'autre rapetissée, juste à leur convenance. Ce grossissement, c'est le rapport entre le nombre de tours des deux enroulements, qui doit être égal à la racine carrée du rapport des deux impédances à marier.

Par exemple, la tétrode 6AQ5 demande une impédance de charge de 5000Ω alors que la bobine mobile du haut-parleur branchée au secondaire du transfo n'en a que 15. La résistance des enroulements du transformateur étant négligeable, nous calculons :

$$\sqrt{5000/15} = 18,2.$$

Le primaire aura 13 fois plus de tours que le secondaire.

Malheureusement, le transformateur fait tomber les hautes fréquences à cause de sa capacité répartie et des fuites magnétiques, et les basses fréquences à cause de la diminution correspondante de l'impédance du primaire. Le phénomène est semblable ici à celui que nous avons déjà étudié au § 63 et nous arrivons aux mêmes conclusions :

1. Pour les aigües, la réponse tombe à 0,707 fois celle des fréquences moyennes quand la réactance de fuite devient égale à la somme parallèle de l'impédance de charge et de la résistance du tube.

2. Pour les basses, la réponse tombe à 0,707 fois celle des fréquences moyennes quand la réactance du primaire est égale à la somme parallèle de l'impédance de charge et de la résistance du tube.

94. — La droite de charge et les distorsions.

Les réglages standard des tubes sont indiqués par les fabricants. Par exemple, on lit que la tétrode finale EL42, avec $V_p = V_e = 250$ volts et une polarisation de $-13,5$ volts, donne dans une R de charge de $11\text{ K } \Omega$ une puissance modulée de 2,6 watts avec 10 % de distorsion. Si cette ordonnance vous suffit, inutile de vous casser la tête. Mais on peut désirer plus de puissance au prix d'une plus grande distorsion, ou au contraire ne tolérer que 5 % de distorsion au maximum, ou ne disposer que de 150 volts à la plaque. Dans ce cas, rien ne remplace la méthode de la droite de charge pour déterminer les réglages et les performances du tube.

Comme on n'emploie plus guère que les pentodes ou les tétrodes comme lampe de puissance unique, c'est le réseau I_p/V_p de la tétrode 6V6 que nous prendrons comme exemple. Avec $V_p = V_e = 250$ volts et $V_g = -12,5$ volts, on nous dit dans les catalogues qu'elle donne 4,25 watts modulés avec 8 % de distorsion totale lorsque la résistance de charge est 6.000 ohms.

La droite de charge correspondante est tracée en trait plein, figure 136. Elle passe par le point de fonctionnement au repos P, qui est le croisement de la verticale $V_p = 250$

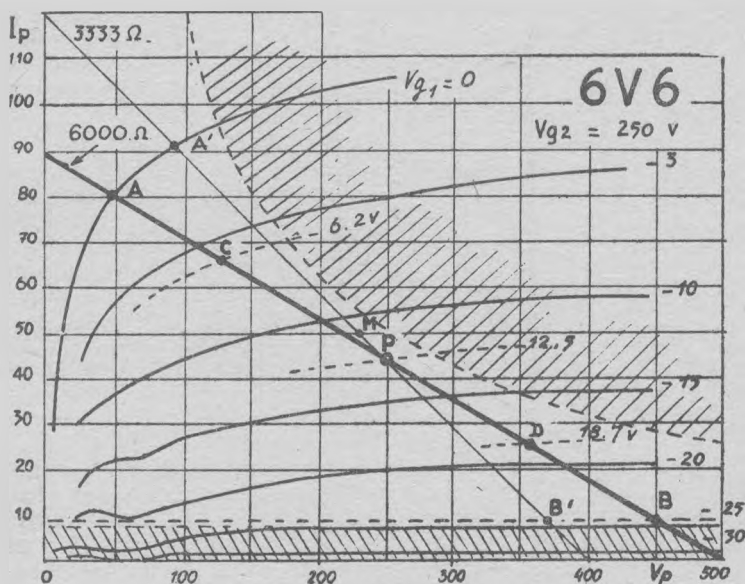


Fig. 136. — Calcul des harmoniques 2 et 3.

volts et de la courbe $V_{g2} = -12,5$ volts. Elle aboutit à $V_p = 500$ volts et $I_p = 83$ mA, parce que 500 volts divisé par 83 mA donne 6.000 ohms. Ceci nous apprend déjà quelques petites choses :

- a) Au cut-off, quand $I_p = 0$, V_p atteint la tension maximum de la source qui est 500 volts. Au repos, $I_p = 45$ mA.

b) Pour atteindre l'annulation de la tension-plaque correspondant à $I_p = 83$ mA il faut que la grille devienne positive. En classe A_1 , la tension-plaque ne descendra pas au-dessous de 50 volts et le courant-plaque ne sera pas supérieur à 80 mA, correspondant à $V_g = 0$.

c) Mais il ne faut pas atteindre le cut-off si on veut éviter de graves distorsions (§ 91). Par conséquent, le signal qui fait osciller le point P sur la droite de charge de part et d'autre de sa position de repos ne doit pas devenir plus négatif que -24 volts, car au delà les courbes se resserrent : c'est la zone hachurée des distorsions précédant le cut-off. La polarisation optimum a justement été fixée à 12,5 volts pour placer la grille au milieu des tensions de crête du plus fort signal admissible, soit -1 volt et $-23,5$ volts.

d) A aucun moment, la puissance dissipée ne doit dépasser un maximum fixé par le constructeur. Par conséquent, aucun point de la droite de charge ne doit avoir des coordonnées dont le produit soit supérieur à ce maximum. Ceci détermine une seconde zone interdite hachurée, délimitée par une hyperbole.

● La distorsion, nous l'avons déjà dit, se reconnaît à ce que la droite de charge n'est pas partagée en segments égaux par les courbes I_p/V_p correspondant à des intervalles égaux de tension-grille. Cela se voit ici : les courbes sont étagées de 5 en 5 volts, mais les segments du centre sont plus grands que les extrêmes.

La distorsion « carrée » due aux harmoniques d'ordre pair (surtout l'harmonique 2) provoque la dissymétrie des segments par rapport au point de fonctionnement P au repos.

Elle est très faible avec la charge de 6.000 ohms, mais beaucoup plus marquée avec une charge différente. Voyez par exemple, sur la droite de charge en trait fin de 3.333 Ω , comment les segments se rapetissent à mesure que la grille devient plus négative. Il est bien facile d'en calculer le pourcentage : avec un décimètre, mesurez la longueur A'B' correspondant aux oscillations maxima que vous envisagez, puis divisez A'B' par le point milieu M et mesurez MP. Le pourcentage d'harmonique 2 est donné par $MP/A'B'$, soit ici 0,67 ou 7 %.

En somme, la distorsion carrée mesure de combien le point de fonctionnement P est décentré dans l'oscillation.

La distorsion cubique due à l'harmonique 3 se reconnaît à ceci : les segments de la droite de charge sont bien symétriques par rapport au point P s'il n'y a pas en même temps de la distorsion carrée, mais ils diminuent de longueur de part et d'autre du point P à mesure qu'on s'en éloigne.

C'est le cas de la figure 136. Pour calculer le pourcentage d'harmonique 3 avec la charge de 6.000 Ω , pour V_{g1} oscillant entre 0 volt et -25 volts par exemple, nous marquons sur la droite AB les points C et D correspondant à la moitié des alternances positive et négative du signal, soit 6,2 et 18,7

volls. Avec un décimètre, on mesure les segments obtenus, et le pourcentage d'harmonique 3 est :

$$H \% = \frac{50 (AC + DB - CD)}{AD + CB}$$

On pourrait calculer tous les harmoniques successifs en notant des points auxiliaires sur la droite de charge et en se livrant à des calculs de plus en plus touffus. Mais comme

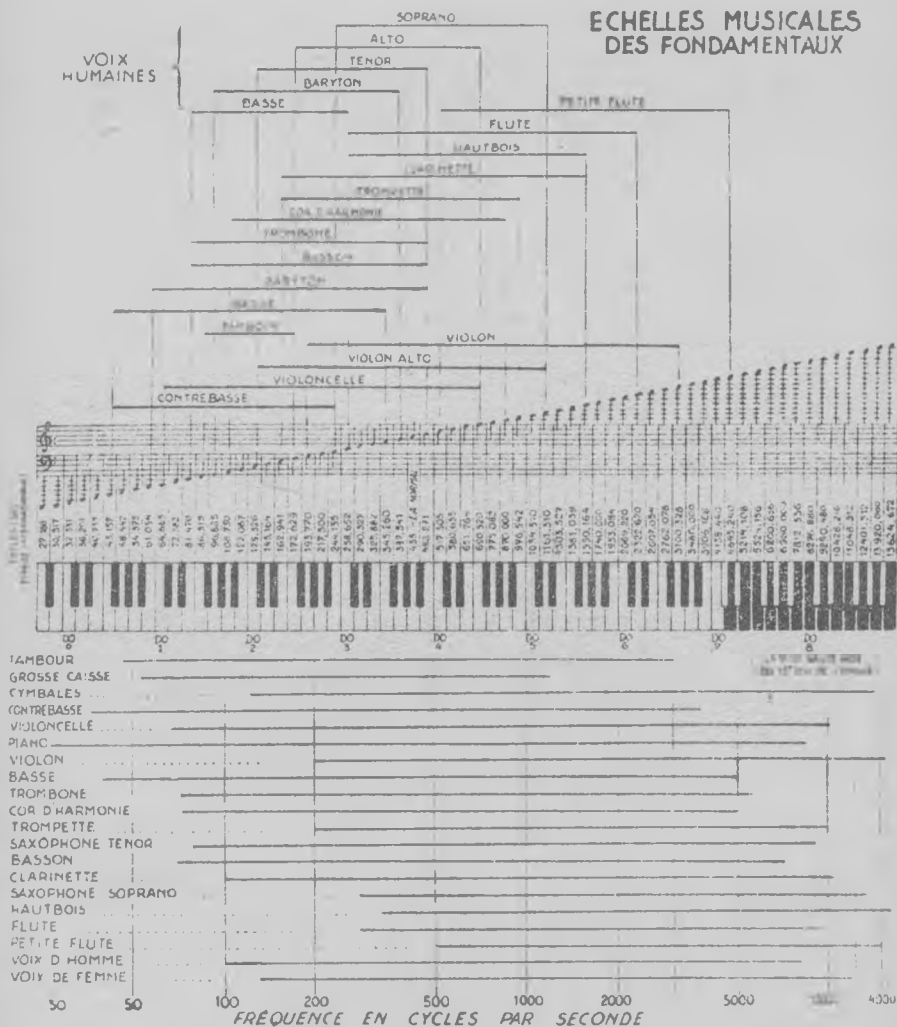


Fig. 137.

Au centre : Clavier normal du piano. Le nombre de Hz ou cycles par seconde figure au-dessus des touches.

Au-dessus sont indiqués les registres des fondamentaux des voix et de quelques instruments.

Au-dessous figurent les échelles des fréquences nécessaires pour une reproduction sans distorsion appréciable.

on ne dispose généralement que de réseaux de courbes grands comme une carte de visite, la précision devient aléatoire et l'intérêt de ces calculs est purement académique.

La *distorsion totale* est égale à la racine carrée de la somme des carrés des distorsions partielles.

La *puissance modulée*, nous l'avons vu, est la huitième partie du produit des variations de V_p et I_p . La figure 136 nous donne pour $R_c = 6.000 \ \Omega$:

$$W_{\text{mod}} = \frac{1}{8} (450 - 50) (0,08 - 0,01) = 3,5 \text{ watts}$$

chiffre un peu faible, car il ne tient pas compte des harmoniques dont la puissance s'ajoute à celle ci-dessus. Le calcul exact est un peu plus trapu et n'intéresse d'ailleurs que les techniciens avancés.

● Mais la radio n'est pas toujours aussi simple que le dit — en souriant ! — notre ami Aisberg. Vous croyez que la distorsion carrée n'introduit que les octaves dans le son original, ce qui serait assez supportable, et que la cubique n'y ajoute que la fréquence triple qui donne un accord de quinte ? Erreur ! Car il se formera en outre des sons dits « de seconde espèce » par transmodulation.

Supposons pour simplifier qu'il arrive à la grille un accord do-sol, soit seulement deux fréquences f et f' , et que notre tube se contente d'engendrer de la distorsion carrée et cubique. Il produira donc $2f$, $2f'$, $3f$ et $3f'$ qui s'ajouteront à l'accord. Jusqu'ici cela peut aller à la rigueur si les taux de ces harmoniques ne sont pas élevés, car ce ne sont que des octaves et des quintes supplémentaires. Oui, mais la courbure va marier ces fréquences et elles feront des petits : $2f + f'$, $2f - f'$, $2f' + f$, $2f' - f$, $3f + f'$, $3f - f'$, $3f' + f$ et $3f' - f$... pour commencer.

La plupart de ces partiels de seconde espèce ne sont plus des alliés de nos fréquences initiales, mais des ennemis. Ils provoquent des dissonances, comme vous pouvez le vérifier à l'aide de la gamme des fréquences de la figure 137 et en jouant les « accords » obtenus au piano...

95. — Tubes et transfos pour classe A à 1 tube.

La triode a l'avantage de ne donner de la distorsion cubique que lorsqu'elle est surchargée, mais la pentode et la tétrode ont un meilleur rendement aux faibles tensions anodiques (moins de 500 volts) utilisées dans les récepteurs et amplificateurs commerciaux, et elles demandent moins de volts de signal à leur grille. Par contre, elles fabriquent des harmoniques impairs, surtout les pentodes qui ne sont plus guère employées à l'étage final pour cette raison. Remarquons en passant qu'il est facile de transformer un de ces tubes en triode : il suffit de réunir l'anode et l'écran ou grille G_2 par une connexion extérieure.

Les pentodes et tétrodes ont deux singularités dont il faut tenir compte : leur courant-plaque ne dépend pas de V_p , mais de la tension d'écran et de la tension-grille, et d'autre part V_p ne doit pas descendre au-dessous d'une certaine

valcur, sous peine de former une cathode virtuelle (§ 53) correspondant au point d'inflexion inférieur de la caractéristique dynamique.

Toutes les tensions doivent donc être choisies pour que le signal ne fasse jamais tomber V_p au-dessous de cette limite. La valeur de crête de l'oscillation de V_p permise, divisée par la valeur de crête de l'oscillation de I_p , donne la valeur de l'impédance de charge optimum.

En pratique, on divise V_p au repos par I_p au repos à la polarisation choisie, ce qui donne une valeur approchée de la résistance de charge, qu'on trace au crayon ou qu'on indique par le bord d'un feuillet de papier sur le réseau I_p/V_p du tube. En modifiant légèrement l'inclinaison, on s'arrête quand les segments sont aussi égaux et symétriques que possible par rapport au point de fonctionnement, en se rappelant qu'il vaut mieux tolérer la distorsion carrée plutôt que la cubique.

● Le transfo de sortie d'un tube en classe A est parcouru par la composante continue qui tend à saturer le fer si celui-ci est de faible section ou insuffisamment perméable. Il en résulte une distorsion surtout sensible en basse fréquence, car la densité du flux dans le fer est inversement proportionnel à la fréquence.

96. — Le haut-parleur.

A part quelques exceptions, on ne voit plus guère que le haut-parleur à bobine mobile et ses dérivés. Nous le décrivons rapidement, nous réservant de l'étudier plus à fond dans l'ouvrage qui fait suite à celui-ci.

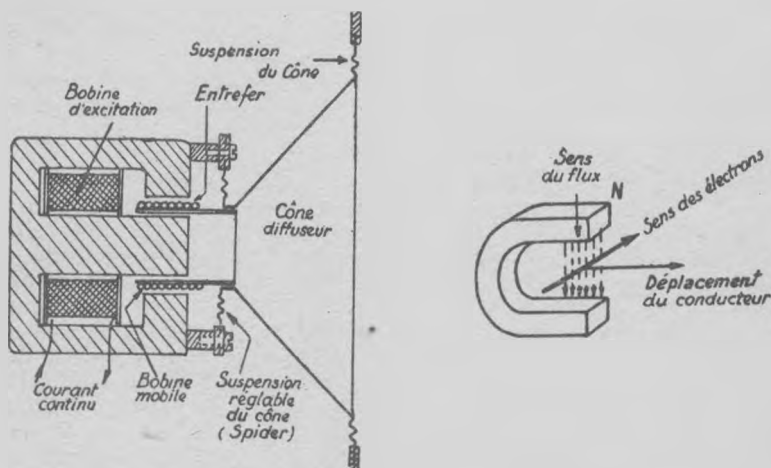


Fig. 138. — Principe du haut-parleur à bobine mobile.

On crée un puissant champ radial dans l'entrefer annulaire d'un électro-aimant ou d'un aimant permanent. Par exemple,

le pilier central de l'aimant forme le pôle —, tandis que les lèvres du pot qui l'entourent forment le pôle +. Dans cet entrefer, une légère bobine est centrée. Elle ne comporte que quelques spires enroulées en une couche sur un mince tube aussi rigide et léger que possible, et ce tube est solidaire d'un cône léger en papier spécial. Les bords du cône sont supportés par un cône métallique à claire-voie (le « saladier ») fixé à la masse de l'aimant, ils s'y raccordent par une suspension souple permettant au cône et à la bobine mobile de se déplacer de plusieurs millimètres suivant leur axe. De même, le tube portant la bobine mobile est supporté par une pièce appelée « spider », habituellement en matière plastique mince ou en tissu bakélinisé et découpée de telle sorte qu'elle permet le déplacement axial, mais non radial de la bobine. Le spider est fixé à l'aimant par des vis permettant de centrer rigoureusement la bobine dans l'étroit entrefer qu'elle ne doit pas frôler dans ses déplacements.

Les choses étant ainsi disposées, envoyons un courant continu dans la bobine mobile. Comme le montre le schéma à droite de la figure 138, chaque segment élémentaire du conducteur est parcouru par des électrons allant du — au +, et il est soumis à une force qui tend à le déplacer perpendiculairement à la direction du champ magnétique dont il fauche les lignes de force, suivant la règle du bonhomme d'Ampère (*). En inversant le sens du courant, nous inversons le sens du déplacement, et si nous envoyons un courant alternatif, le conducteur suivra ses variations qu'il traduira en déplacements d'amplitude variable. Notre segment de conducteur est un moteur capable de lutter contre une résistance mécanique.

Or, la bobine mobile tout entière se trouve dans la même position que le segment, elle se déplace suivant son axe quand elle reçoit un courant et ses déplacements traduisent les variations de ce courant en amplitudes variables. Comme elle entraîne le cône, celui-ci agit sur l'air à la manière d'un piston et le fait vibrer à la cadence du courant. Le haut-parleur est un moteur où se libère la puissance modulée sous forme de chaleur, et accessoirement d'un peu d'énergie acoustique, car le rendement n'est pas très élevé. On l'améliore en plaçant le cône au centre d'un écran épais appelé baffle, ou mieux en le chargeant acoustiquement à l'aide d'un pavillon à profil exponentiel qui l'oblige à agir sur une masse d'air importante au lieu de faire des remous localisés qui gaspillent l'énergie. Mais ceci est une autre histoire...

Comme l'équipage mobile n'est pas dénué d'inertie ni d'élasticité, il a une fréquence propre de résonance *mécanique* que le constructeur règle au point où les graves commencent à faiblir. En effet, on peut calculer que le volume d'air déplacé est proportionnel au carré de la longueur d'onde : le haut-parleur devrait donc déplacer 1.600 fois plus d'air pour faire entendre 50 Hz avec la même intensité que 2.000 Hz.

La résistance de la bobine mobile est très faible. L'impé-

(*) Voir PRÉCIS D'ELECTRICITÉ, § 43 (même collection).

dance est surtout inductive et elle augmente avec la fréquence où elle atteint 5 à 6 fois celle à 400 Hz. Notons aussi une pointe d'impédance de même valeur à la fréquence de résonance mécanique.

Cette impédance variable dans de telles proportions est évidemment très différente de la charge que nous nous sommes évertués à déterminer au plus juste avec la droite de même nom. Alors, la distorsion va être catastrophique ? Non, car il s'agit d'une impédance purement statique, *bobine mobile calée*. Quand le haut-parleur travaille, il s'y ajoute une impédance motionnelle due à la masse qui vaut une self, à l'élasticité qui vaut une capacité et au frottement qui vaut une résistance. En définitive, la charge devient plus constante qu'on ne l'espérait. Elle s'allie avec la résistance interne du tube final pour amortir les oscillations et éviter le traînement des sons. Le *facteur d'amortissement* de l'étage final est Z_c/ρ (rapportées toutes deux au primaire ou au secondaire du transformateur de sortie par la formule du carré du rapport de transformation), il augmente donc avec l'impédance de la bobine mobile, ce qui équivaut à aplanir celle-ci.

● Malgré cela, il subsiste des pointes de résonance, car l'impédance de charge n'est pas absolument constante. Alors, on fait appel à la contre-réaction dont le coup de filet englobe à la fois la bobine mobile, le transformateur de sortie, l'étage final et l'étage préamplificateur BF. La tension de contre-réaction est prélevée directement aux extrémités de la bobine mobile : comme elle est proportionnelle à son

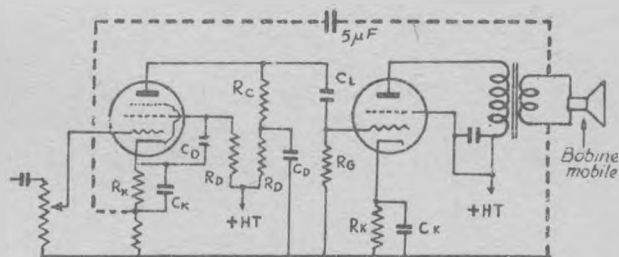


Fig. 139. — Contre-réaction de tension englobant toute la basse fréquence (Circuit en trait interrompu).

impédance, elle en aplanit les variations en agissant en amont (fig. 139). Et du même coup, elle rabote les distorsions de l'étage final que les réglages n'avaient pu éviter. En introduisant des filtres sommaires dans la ligne de contre-réaction, on peut même modifier la courbe de réponse et favoriser certaines fréquences.

LES PUSH-PULL

Ce vocable signifie « pousse-tire » et il dépeint admirablement le montage. Il s'agit de deux tubes de puissance identiques montés en opposition de phase : pendant que l'un « pousse » le courant dans le primaire du transfo de sortie, l'autre le « tire » par l'autre bout, et ils inversent leurs rôles à l'alternance suivante.

97. — Le push-pull à transformateur.

C'est le plus simple, sinon le plus courant (*fig. 140*).

Le courant anodique du tube amplificateur A passe dans le primaire du transfo de liaison T_1 , il fait naître une tension dans le secondaire à prise médiane. Quant un des bouts de celui-ci devient positif, l'autre bout devient négatif et le point milieu est toujours neutre. Les potentiels des deux extrémités du secondaire sont toujours égaux et en anti-phase. ils sont appliqués aux grilles de deux lampes de puissance dont les deux cathodes sont raccordées au point milieu.

Chaque tube amplifie donc la moitié du signal né dans le secondaire de T_1 , et ces deux moitiés sont en antiphasse. Par conséquent, les variations des deux courants anodiques sont égales et en opposition. Si nous réunissons les deux plaques en parallèle pour alimenter le primaire d'un transformateur de sortie normal, ces variations s'y annuleraient exactement et le haut-parleur serait muet, parce que le potentiel d'une anode diminue au moment où celui de l'autre augmente. Mais réunissons-les aux deux extrémités du primaire dont le point milieu est raccordé au pôle + de la source de haute tension, et tout rentre dans l'ordre : pendant qu'une plaque « pousse » le courant, l'autre le « tire » et leurs actions s'ajoutent.

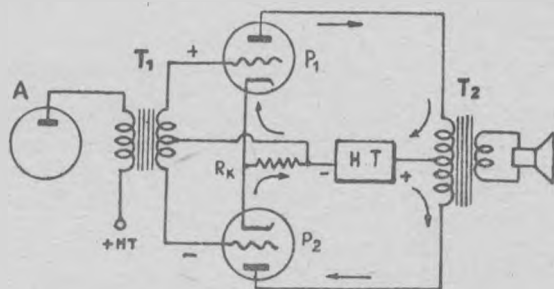


Fig. 140. — Push-pull à transformateur.

La figure 140 représente « un instantané » pris au moment où la grille supérieure devient positive et l'inférieure négative par rapport à la tension de polarisation produite par la résistance de cathode habituelle. La variation résultante des courants-plaque est indiquée par les flèches. On voit que

ces variations s'annulent dans la source HT et la résistance de polarisation R_k qui de ce fait n'a pas besoin d'être flanquée du condensateur de découplage habituel. Mais elles s'ajoutent dans le primaire de T_2 où elles ont le même sens. Nous obtenons deux fois la puissance d'un tube dans le haut-parleur au prix d'un signal de tension double aux extrémités du secondaire de T_1 , ce qui s'obtient gratuitement en doublant son rapport de transformation.

Pourquoi cette complication, alors qu'il serait si simple de mettre un seul tube plus puissant ? Pour quelques bonnes raisons, dont la première est que le push-pull supprime radicalement la distorsion carrée due aux harmoniques pairs. Pour comprendre ceci sans recourir aux mathématiques, il suffit de regarder la figure 141. Un signal sinusoïdal étant fourni aux deux grilles par chaque moitié du secondaire de

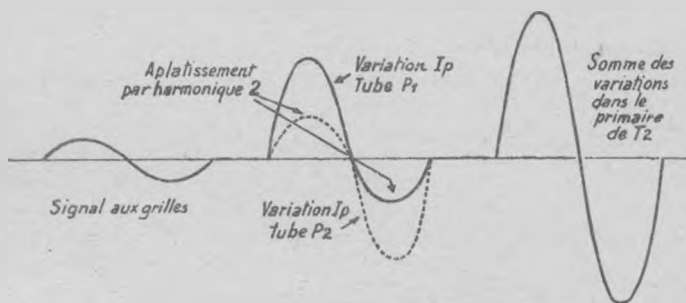


Fig. 141. — Le push-pull annule la distorsion par harmoniques pairs.

T_1 , la distorsion par harmonique 2 change la forme de l'onde dans les circuits anodiques : une alternance s'étire pendant que l'autre s'aplatit. Mais comme ces déformations sont identiques dans les deux anodes puisque les tubes sont du même type et qu'elles sont en opposition de phase, leur addition dans le primaire du transfo de sortie restitue la pure sinusoïde agrandie. Il en serait de même pour les autres harmoniques d'ordre pair.

Il y a encore d'autres avantages :

1° Remarquez que le courant continu alimentant les deux plaques est toujours de sens « plaque vers cathode ». Par conséquent, ses deux branches engendrent deux flux magnétiques opposés dans le fer du transformateur de sortie, ce qui équivaut à un flux nul. Le fer n'est donc pas saturé par la composante continue des courants anodiques, et la réponse aux basses fréquences est améliorée.

2° S'il subsiste dans la haute tension continue une trace de tension alternative à la fréquence du secteur (ce qui est généralement le cas), le ronflement qui pourrait en résulter est très réduit, parce que la composante alternative s'annule dans le primaire de T_2 .

3° Comme les variations des deux courants-plaque traversent la source HT en sens opposés, leurs effets s'y annulent et l'étage final ne se trouve pas couplé avec les autres par l'impédance commune de la source HT.

98. — Les push-pull à lampe déphaseuse.

L'étage final push-pull ci-dessus présente un petit inconvénient : il a besoin d'un transformateur d'entrée pour couper en deux le signal et en déphaser les deux moitiés de 180° pour les appliquer aux grilles des deux tubes de puissance. Or, nous avons vu au § 63 que l'amplificateur de tension à transformateur tend à réduire la réponse des notes graves et des aiguës. C'est un accessoire encombrant et cher s'il est bon. Un amplificateur à résistance travaille souvent mieux et toujours à meilleur compte.

On a donc cherché des astuces pour obtenir sans transformateur les deux signaux identiques mais en antiphasé demandés par les grilles des tubes push-pull, et il en est résulté un certain nombre de circuits déphaseurs dont nous mentionnerons les deux types le plus connus : le cathodyne et le paraphase.

Déphaseur cathodyne (fig. 142-A).

C'est un tube qui est chargé de produire les deux tensions de signal égales et opposées (fig. 141). Il reçoit à sa grille de signal égales et opposées. Il reçoit à sa grille le signal qu'il s'agit d'amplifier et de diviser, la polarisation est assurée par R_1 qu'on shunte par le condensateur de découplage habituel si on veut éviter la contre-réaction d'intensité. R_1 et C_1 constituent le filtre de découplage de l'anode. Comme

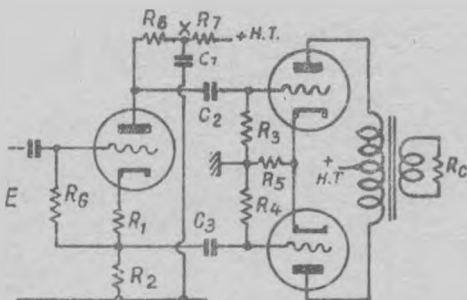


Fig. 142 A
Déphaseur cathodyne.

$C_1 = 0,5 \mu\text{F}$, son impédance est faible aux fréquences musicales et la charge d'anode est formée des résistances comprises entre l'anode et le bas de R_1 , c'est-à-dire $R_c + R_2$. En faisant $R_6 = R_2$, il apparaît aux extrémités de la chaîne deux tensions amplifiées, égales et opposées par rapport à la masse. On les applique aux deux grilles finales via C_2 et C_3 .

Pour que les tensions soient bien égales et opposées, il faut que $R_4 = R_3$, $C_2 = C_3$, $R_2 = R_6$ et que les capacités aux bornes de R_1 et R_6 soient équilibrées. En l'absence du condensateur de quelques microfarads shuntant R_k , ce qui est le cas de la figure, la contre-réaction d'intensité atteint 50 % et l'amplification est faible.

Déphaseur paraphase (fig. 142-B).

Ici, le signal est amplifié par le tube A et fourni à la grille du tube final C par un montage classique. Le signal

amplifié apparaît donc aux extrémités de la résistance de grille de ce dernier tube, formée de $R_5 + R_6$. On prélève une partie de cette tension à la jonction des deux résisteurs et on l'injecte dans le tube B qui l'amplifie, l'inverse et le fournit via C_1 à la grille du tube final D.

Avec $R_3 = R_1$, $C_1 = C_2$, $R_5 + R_6 = R_7$, et un rapport judicieux entre R_5 et R_6 , les deux grilles finales reçoivent des signaux égaux et en opposition. Calculons ce rapport.

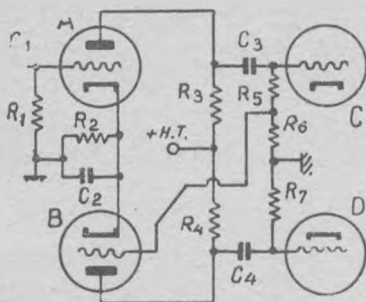


Fig. 142 B.
Déphaseur paraphase.

Les tensions le long de $R_5 + R_6$ étant proportionnelles aux résistances, il faut que celle le long de R_6 , multipliée par le gain A du tube B, soit égale à la tension totale le long de $R_5 + R_6 = R_7$. Rappelons que le gain $A = \mu R_1 / (R_4 + \varrho)$. Nous devons donc avoir :

$$R_6 \times A = R_5 + R_6$$

d'où nous tirons :

$$R_6 = \frac{R_5}{A - 1}$$

Pour économiser la place et le câblage, on utilise d'habitude, à la place des tubes séparés A et B, une lampe double formée de deux triodes identiques réunies dans une même ampoule avec cathode commune (type 6SN7, par exemple). Il faut parfois régler les valeurs de R_5 et R_6 , car le vieillissement des tubes peut modifier leurs caractéristiques, ce qui déséquilibre le push-pull.

99. — Amplification en classe AB.

Jusqu'à présent, nous avons réglé la polarisation des tubes de puissance — qu'ils soient triodes ou tétrodes, simples ou push-pull — de telle façon que le signal ne rende jamais la grille positive ou suffisamment négative pour exploiter le pied très courbé de la caractéristique dynamique. Ce fonctionnement en classe A donne le minimum de distorsion, mais nous avons vu que son rendement est assez faible : 20-25 % pour les triodes, 30-35 % pour les pentodes.

Mais ce sont là des rendements théoriques, car ils supposent que le signal est sinusoïdal et d'amplitude toujours maximum. Or, c'est rarement le cas. D'abord, le signal sonore n'est pas une pure sinusoïde et sa tension efficace est inférieure à $1/\sqrt{2}$ ou 0,707 fois sa tension de pointe. Et surtout, la tension de pointe maximum est rarement atteinte.

il y a les faibles émissions, les piani, les silences, les intervalles entre sons ou syllabes. Pendant ces affaiblissements et ces silences, le courant anodique continue à couler au même débit que pendant les forte ou les éclats, si bien que le rendement réel est de l'ordre de 1 ou 2 %. En somme, on nourrit des chevaux au râtelier pour les tenir prêts en cas d'alerte, mais ce sont toujours les mêmes qui sont de corvée.

La faible polarisation exigée par l'amplification en classe A se traduit par un fort courant anodique responsable de ce mauvais rendement. Mais le push-pull va nous permettre d'augmenter la polarisation, ce qui diminuera le courant anodique et augmentera en outre la puissance modulée maximum de chaque tube.

La figure 143 représente la caractéristique dynamique d'un tube pour une certaine impédance de charge. En classe A,

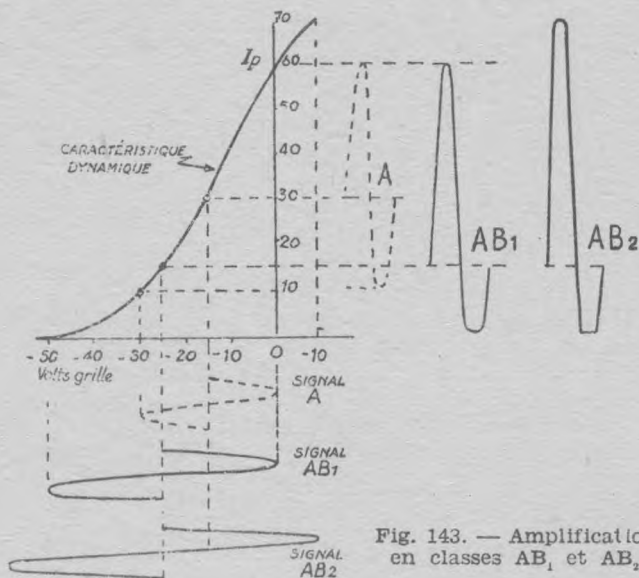


Fig. 143. — Amplification en classes AB_1 et AB_2 .

on ne peut exploiter que la plage de 0 à -30 volts-grille, car au-delà de ce chiffre la distorsion carrée serait prohibitive à cause de la courbure accusée. Cela fixe la polarisation à -15 volts, qui se traduit par un courant anodique moyen de 30 mA. Un signal exploitant toute la plage disponible aura donc 15 volts de crête (trait discontinu) et donnera naissance à la variation A du courant anodique. La fidélité est assez bonne, quoi qu'on voie déjà la présence d'harmonique 2 : les deux alternances ne sont pas égales, à cause de la légère courbure parabolique de la caractéristique.

Polarisons maintenant à -25 volts, juste la moitié de la tension-grille de cut-off, et appliquons un signal de 25 volts de crête (trait plein). Nous observons deux choses : d'abord, le courant anodique moyen tombe de 30 à 15 mA, ce qui constitue un gain énorme d'énergie. Ensuite, la variation

de I_p , qui était de 50 mA de pointe à pointe, passe à 60 mA. Le rendement est donc beaucoup meilleur, mais la courbe AB_1 du courant-plaque n'est pas belle à voir. La distorsion carrée est importante.

Mais il suffit de monter deux tubes semblables en push-pull pour assister au miracle : les deux variations de I_p déformées par les harmoniques pairs se mettent en anti-phase, s'ajoutent dans le transfo de sortie, et restituent une pure sinusoïde agrandie avec un rendement intéressant.

C'est le *fonctionnement en classe AB_1* ou « surpolarisation sans courant-grille », surtout intéressante avec les triodes, car l'harmonique dominant des pentodes est celui d'ordre 3 que le push-pull n'annule pas. Notons en passant que la variation d'impédance du haut-parleur selon la fréquence n'a pas d'effet fâcheux en classes A ou AB_1 , car son accroissement se traduit par une réduction des distorsions.

● On peut encore augmenter le rendement en permettant au signal de rendre la grille positive et même de dépasser la tension-grille de cut-off. C'est ce que fait le signal marqué AB_2 sur la figure 143, il déborde de 10 volts de part et d'autre. Du coup, la variation de I_p augmente encore, mais la naissance du courant-grille aux pointes positives du signal introduit de la distorsion cubique, de même que les pointes négatives au-delà du cut-off. A cause du courant de grille, l'étage préamplificateur doit fournir non seulement des volts, mais des watts.

C'est le *fonctionnement en classe AB_2* , ou « surpolarisation avec courant-grille ». Le montage en push-pull éliminera bien la distorsion carrée, mais la cubique subsistera. On la réduira par la contre-réaction, sans la supprimer tout à fait car elle est importante.

Il serait avantageux, à ce point de vue, de polariser les deux tubes à — 20 volts seulement et de n'admettre qu'un signal de 30 volts de crête. La distorsion serait moindre, car le cut-off ne serait pas dépassé — au prix, il est vrai, d'un accroissement du courant-plaque moyen.

100. — Amplification en classe B.

Nous touchons ici au maximum d'économie de courant-plaque réalisable dans l'étage de puissance d'un amplificateur à basse fréquence, car *il n'y a théoriquement pas de courant anodique en l'absence de signal*. Pour cela, il suffit de polariser les tubes à la tension du cut-off.

Comme on le voit sur la figure 144, seule la moitié positive du signal fait naître le courant anodique, l'autre moitié fait osciller la grille au-delà du cut-off. Et ce courant-plaque est proportionnel à la tension de pointe du signal, tout au moins dans les parties rectilignes de la caractéristique. Mais on ne recueille que la moitié de chaque période, et elle est accompagnée de distorsion puisque nous exploitons la partie courbe du pied de la caractéristique dynamique. Il ne peut être question d'envoyer ce hachis dans un haut-parleur, car il n'en sortirait que des horreurs.

Mais montons en push-pull deux tubes ainsi polarisés. Cela peut se représenter par la figure 145 B, où l'une des carac-

téristiques dynamiques a été mise la tête en bas pour exploiter la moitié négative du signal. Bien mieux : on réglant la polarisation commune à 10 volts au-dessus du cut-off, c'est-à-dire vers le milieu du pied courbé, les parties rectilignes se mettent en prolongement et nous avons à peu près l'équi-

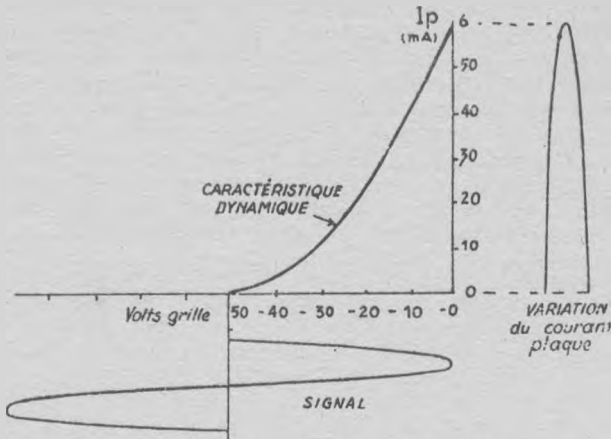


Fig. 144. — Amplification en classe B₁.

valent d'une longue caractéristique droite que nous exploitons à partir du milieu. Remarquez que cet avantage se paie, car le courant-plaque au repos correspond aux points de fonctionnement P et atteint 5 mA par plaque dans notre exemple.

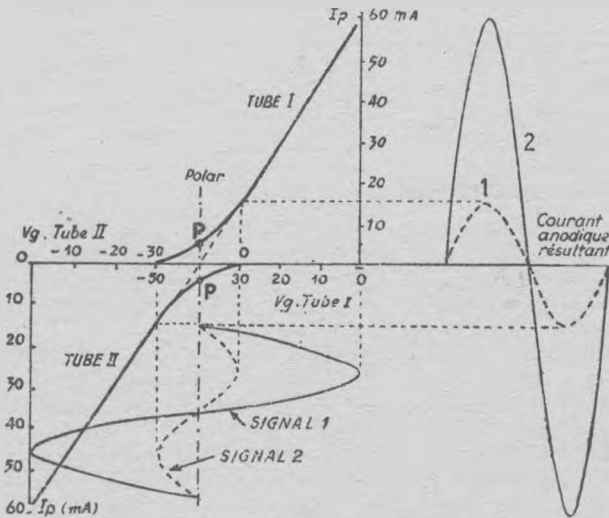


Fig. 145. — Push-pull classe B₁.

La suite se comprend toute seule : le fort signal 1 ou le signal plus faible 2, dont un tube amplifie les demi-périodes positives et l'autre celles négatives, se retrouvera en entier

dans le primaire du transfo de sortie sous forme de watts modulés et avec une distorsion pratiquement nulle si la caractéristique dynamique n'a pas trop de courbure cubique.

C'est l'amplification en classe B, ou « à polarisation totale sans courant-grille ». Oscillez plus fort les grilles jusqu'à les rendre positives aux crêtes des signaux les plus forts, et vous avez l'amplification en classe B₂. Elle donne le maximum de rendement, mais la lampe précédente doit fournir la puissance dissipée par les grilles quand elles deviennent positives. C'est la classe des gros amplificateurs pour « public-address » qui ne sont pas exempts de distorsion.

101. — Amplification en classe C.

On peut obtenir un rendement encore meilleur qu'en classe B en poussant la polarisation au-delà du cut-off du tube, comme le montre la figure 146. On voit que le courant-plaque s'annule pour $V_g = -15$ volts, mais le tube est cependant polarisé à -30 volts. Résultat : toute la partie négative et la partie positive du signal inférieure à $+15$ volts

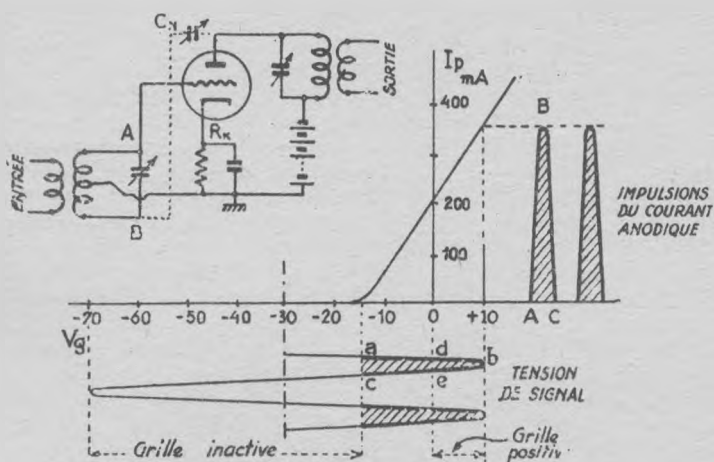


Fig. 146. — Amplification en classe C.

sont sans action sur le tube qui ne s'éveille que pour les crêtes positives du signal (*abc*) qui déclenchent de courtes impulsions du courant anodique (ABC). Remarquez que l'extrême pointe positive du signal (*dbe*) rend la grille positive de 0 à +10 volts dans notre exemple, ce qui fait naître un bref courant-grille. Le courant-plaque passe par pulsations successives plus courtes qu'une demi-période, et celles du courant-grille sont encore plus courtes. Il faut donc que la source de signal fournisse à la grille non seulement des volts, mais des watts, car elle dissipe une puissance égale au produit de la tension-grille instantanée par le courant-grille instantané aux crêtes positives du signal.

La puissance dissipée à tout instant dans le circuit anodique est évidemment le produit de la tension de la source H.T. par le courant instantané et elle varie comme

les impulsions du courant-plaque. Mais — à cause de l'impédance totale de la charge — la tension-plaque est plus faible que celle de la source, si bien que la puissance perdue à la plaque n'est que le produit de V_p par I_p à tout instant. La différence entre la puissance dissipée et celle perdue à la plaque constitue la puissance effective fournie au circuit oscillant LC pour compenser ses pertes.

Il ne peut pas être question d'utiliser un tel amplificateur pour alimenter un haut-parleur car les distorsions y sont considérables, puisqu'on ne conserve que les crêtes positives du signal encore déformées par la naissance du courant-grille. Par contre, il convient très bien pour amplifier énormément une oscillation sinusoïdale, parce que le circuit oscillant LC qui charge la plaque ne demande que de brèves impulsions puissantes données au bon moment pour fournir des oscillations de grande amplitude et n'est pas influencé par le contenu harmonique des impulsions. Et c'est l'amplificateur en classe C qui fournit ces impulsions à meilleur compte.

En effet on peut voir que la tension-plaque instantanée V_p est égale à la tension continue de la source moins la tension sinusoïdale développée aux bornes du circuit oscillant LC. Cette chute de tension sinusoïdale est maximum au moment où la grille est le plus positive, c'est-à-dire au point culminant des impulsions, si bien que le courant-plaque ne passe qu'aux instants où le potentiel de la plaque est le plus bas. Comme l'énergie perdue est justement proportionnelle à V_p , le rendement de l'amplificateur classe C est excellent, puisque la plus grande partie de l'énergie fournie par la source H.T. se retrouve à l'état oscillant dans le circuit accordé LC. Plus les impulsions sont courtes, plus le rendement augmente, car le courant ne passe que pendant le court instant où la chute de tension dans le tube est minimum.

En examinant la figure 146, on voit qu'il est avantageux de pousser les pointes du signal jusque dans la région où la grille devient positive, malgré la légère perte due au courant-grille. En effet, si le signal oscillait de — 60 à 0 volt au lieu de — 70 à + 10, on économiserait le courant-grille, mais les impulsions du courant-plaque ne seraient plus que de 200 mA en crête, au lieu de 370 mA.

On peut réaliser le circuit de plusieurs manières. Dans l'exemple de la figure 146, la polarisation est obtenue gratuitement par le résisteur de cathode R_k , mais on pourrait aussi l'obtenir par un résisteur dans le circuit de grille, shunté par un C pour laisser passer librement les oscillations. La grille serait alors polarisée par la chute de tension due au courant-grille, le C en shunt jouant en outre la fonction d'amortisseur.

Remarquez la présence du condensateur C_N qui réunit, par la connexion en pointillé, la plaque à la base de la bobine de grille. C'est un *condensateur de neutralisation* dont le rôle est de compenser la capacité grille-plaque qui rendrait l'amplificateur instable en introduisant une réaction positive indésirable. Pour cela, la masse (potentiel zéro) n'est pas réunie au bas du bobinage, mais à un point choisi

le long de celui-ci. Dans ces conditions, la capacité parasite C_{GP} transmet bien les variations de V_p à la grille, mais C_N transmet les mêmes variations en bas du bobinage, au point B. En réglant C_N , les tensions ainsi transmises en A et en B s'égalisent, et comme elles s'opposent par rapport à la masse, elles se neutralisent.

L'amplification en classe C est surtout utilisée à l'émission.

102. — La charge cathodique.

Pour qu'un tube puisse amplifier, il faut mettre dans son circuit anodique une impédance de charge où apparaîtront les volts ou les watts désirés. Le circuit anodique va de l'anode à la cathode, avec au milieu la source de haute tension. Jusqu'à présent, nous avons toujours mis l'impédance de charge entre l'anode et la source HT, mais voyons ce qui se passe si nous la mettons entre le — HT de la source et la cathode, en injectant comme d'habitude le signal entre la grille et le — HT qui est réuni à la masse (fig. 147).

Si nous appliquons un volt entre la grille et la cathode, il apparaîtra A volts aux bornes de l'impédance de charge R

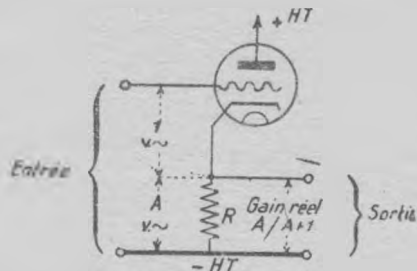


Fig. 147. — Charge cathodique. Le taux de contre-réaction est 100 %.

(A étant le gain du tube). Mais nous injectons le signal entre la grille et le — HT. Comme les A volts amplifiés sont en série avec le volt que nous voulons appliquer entre grille et cathode, c'est donc un signal de $A + 1$ volt qu'il faut fournir entre grille et + HT. Notre « amplificateur » nous rend un volt de moins que nous lui avons fourni ! Son gain en volts est toujours le rapport volts sortants sur volts entrants, c'est-à-dire $A/A + 1$, et nous voyons qu'il est toujours inférieur à 1. Par exemple, si $A = 9$, le gain est $9/10$. Avec $A = 40$, nous aurions un gain de $40/41$, soit un peu plus que $9/10$.

Il semble donc que ce montage soit sans intérêt. Mais il présente des particularités précieuses :

1. L'oscillation qui apparaît sur la cathode est pratiquement identique à celle qu'on impose à la grille et *en phase avec elle*.
2. La plaque étant à potentiel fixe, il n'y a plus d'effet Miller par capacité grille-plaque.
3. La capacité grille-cathode se trouve divisée par $A + 1$, puisqu'il faut fournir $A + 1$ volts pour faire apparaître

seulement 1 volt aux bornes de cette capacité. Par conséquent, l'impédance d'entrée du tube est énorme, elle n'amortit pratiquement pas le circuit qui l'alimente, d'où respect des fréquences même très élevées.

4. On démontre que la résistance interne apparente d'une pentode à charge cathodique n'est que l'inverse de sa pente, et que celle d'une triode est divisée par $\mu + 1$ (μ étant le coefficient d'amplification). Par exemple, une pentode ayant $S = 4 \text{ mA/V}$ n'offrira qu'une résistance égale à $1/0.004 = 250 \text{ ohms}$. Avec une valeur aussi faible, il suffit de charger très peu un tube même pentode. L'impédance de sortie d'un tel montage est très faible.

5. Bien que l'ampli à charge cathodique ne puisse pas amplifier une tension, il constitue un excellent amplificateur de puissance quand il s'agit d'alimenter une faible impédance de charge ou quand la charge variable ne doit pas influencer la tension de sortie. Cette dernière qualité le rend précieux pour l'attaque des grilles d'un push-pull en classe B.

6. Avec son énorme impédance d'entrée et son impédance négligeable de sortie, il permet de coupler une source alternative à haute impédance avec une utilisation à basse impédance sans amortir la source ni créer une grosse chute de tension aux bornes de l'utilisation. Il agit comme un transformateur idéal de rapport 1 : 1 dont le primaire offrirait une impédance énorme à toutes les fréquences et dont le secondaire permettrait le passage de courants intenses —

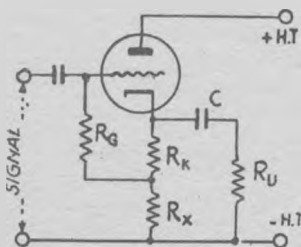


Fig. 148.

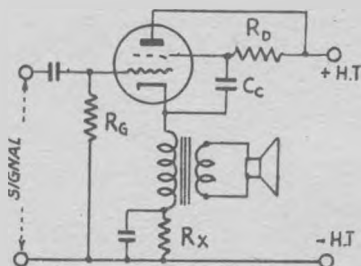


Fig. 149.

Amplificateurs à charge cathodique.

un transformateur sans impédance réactive ni capacité répartie, capable de transmettre une très large bande de fréquences sans distorsion ni déphasage ni couplage parasite.

Grâce à cet ensemble de qualités, la lampe à charge cathodique a reçu de nombreuses applications en télévision, en radar, comme détecteur à haute impédance, comme circuit d'entrée à large bande d'amplificateur et comme étage de puissance final à haute fidélité.

La figure 148 montre une triode débitant directement dans une impédance de charge égale ou supérieure à l'impédance cathodique apparente du tube ($R_D/\mu + 1$). Le condensateur C ne doit offrir qu'une réactance négligeable ($1/2 \pi fC$) à la fréquence la plus basse qu'il s'agit de transmettre, il doit donc être important. On voit que la chute de tension dans

R_k assure la polarisation et que $R_k + R_x$ sont en parallèle avec la résistance ou impédance utilisatrice R_u pour former la charge cathodique R_c .

Il est facile de calculer la valeur de cette résistance d'appoint R_x connaissant R_c , R_u et R_k :

$$R_x = \frac{R_u R_k - R_c (R_u + R_k)}{R_c - R_u}$$

La figure 149 montre une tétrode ou une pentode alimentant un haut-parleur monté en charge cathodique pour obtenir un grand amortissement et la fidélité des transitoires. La résistance R_k et son condensateur shunt s'ajoute éventuellement à la résistance propre du primaire du transfo de sortie pour polariser correctement le tube. Remarquer que l'écran suit le potentiel fluctuant de la cathode grâce à la capacité du couplage C_c , dont la réactance aux plus basses fréquences transmises doit être faible ($1/2 \pi f C$ beaucoup plus petit que R_D). Le même montage peut s'appliquer à une triode de puissance.

XI. — PUISSANCE ET DÉCIBELS

● La puissance d'un amplificateur est le produit de la *chute de tension oscillante* dans l'impédance de charge par le *courant oscillant* qui la traverse. Si nous nous reportons au paragraphe 61, nous voyons que le tube équivaut à un générateur dont la *f.e.m.* est $Z \mu V_G / (Z + \rho)$, produisant dans la charge un courant égal à $\mu V_G / (Z + \rho)$.

En faisant le produit de ces deux expressions, nous obtenons :

$$W = Z \mu^2 V_G^2 / (Z + \rho)^2$$

Mais nous avons vu que la puissance maximum est obtenue quand $Z = \rho$, donc en remplaçant Z par ρ nous avons, après réduction :

$$\text{Puissance maximum } W = \mu^2 V_G^2 / 4 \rho.$$

Il s'agit ici de la valeur *effective* de V_G . Si nous considérons la tension de crête $V_G \text{ max.}$ à la grille qui est $\sqrt{2}$ fois plus grande, nous aurons évidemment :

$$\text{Puissance maximum } W = \mu^2 V_G^2 \text{ max.} / 8 \rho.$$

● Pour exprimer le gain d'un amplificateur ou l'affaiblissement d'un atténuateur, pour comparer deux puissances, on se sert habituellement des *décibels* qui en mesurent le rapport, mais suivant une échelle logarithmique. Ceci demande une explication.

Nos volts, nos ampères oscillants servent, en définitive, à exciter nos sens en produisant de la puissance en watts sonores (radio) ou lumineux (télévision). Or, nos sens sont ainsi faits que pour ressentir une sensation n fois plus forte, l'excitation doit être n^2 fois plus grande. C'est heureux qu'il en soit ainsi, car autrement nous ne pourrions pas entendre un murmure sans avoir les oreilles brisées par un coup de tonnerre. Notre sensibilité se trouve ainsi étendue sans fatigue sur une vaste gamme de puissances.

Notre oreille est un appareil logarithmique : une puissance dix, cent, mille... fois plus grande que le plus faible son fait passer la sensation de 0 à 1, 2, 3... qui sont les logarithmes décimaux de 10, 100, 1.000. Décupler une puissance, c'est donc ajouter 1 à la sensation, c'est ajouter un *bel*. La centupler, c'est ajouter 2 bels ou 20 décibels, etc.

Donc, le *gain de puissance* en décibels vaut dix fois le logarithme décimal du rapport entre la puissance de sortie et celle d'entrée. Quand le gain est positif, on l'exprime par un nombre positif de décibels. Quand il diminue, les décibels sont négatifs.

Comme la puissance est proportionnelle au carré de l'intensité ou de la tension, il faut doubler le nombre de décibels quand on considère des volts ou des ampères et non des watts.

Le seuil d'audibilité est conventionnellement fixé à 6 milli watts, soit 1,73 volts aux bornes d'une impédance de 500 ohms. Les décibels négatifs indiquent de combien il faut remonter la tension ou la puissance BF pour atteindre le seuil d'audibilité.

LES DÉCIBELS

Pour Décibels négatifs :		Niveau de puissance Décibels		Pour Décibels positifs :	
Volts	Watts			Volts	Watts
1,73	0,006	-	0	1,73	0,00600
1,54	0,00477		1	1,94	0,00755
1,38	0,00387		2	2,18	0,00951
1,23	0,00301		3	2,45	0,0120
1,09	0,00239		4	2,75	0,0151
0,974	0,00190		5	3,08	0,0190
0,868	0,00151		6	3,46	0,0239
0,774	0,00120		7	3,88	0,0301
0,690	951 × 10 ⁻⁶		8	4,35	0,0387
0,615	755 × 10 ⁻⁶		9	4,88	0,0477
0,548	600 × 10 ⁻⁶	-	10	5,48	0,0609
0,485	477 × 10 ⁻⁶		11	6,15	0,0755
0,435	387 × 10 ⁻⁶		12	6,90	0,0951
0,388	301 × 10 ⁻⁶		13	7,74	0,120
0,346	239 × 10 ⁻⁶		14	8,15	0,151
0,308	190 × 10 ⁻⁶		15	9,74	0,190
0,275	151 × 10 ⁻⁶		16	10,93	0,239
0,245	120 × 10 ⁻⁶		17	12,26	0,301
0,218	951 × 10 ⁻⁷		18	13,76	0,387
0,194	755 × 10 ⁻⁷		19	15,44	0,477
0,173	600 × 10 ⁻⁷	-	20	17,32	0,600
0,0974	190 × 10 ⁻⁷		25	30,8	1,90
0,0548	600 × 10 ⁻⁸		30	54,8	6
0,0308	190 × 10 ⁻⁸		35	97,4	19
0,0173	600 × 10 ⁻⁸		40	173	60
0,00974	190 × 10 ⁻⁸		45	308	190
0,00548	600 × 10 ⁻⁹		50	548	600
0,00173	600 × 10 ⁻¹¹		60	1,730	6,000
0,000548	600 × 10 ⁻¹²		70	5,480	60,000
0,000173	600 × 10 ⁻¹³	-	80	17,300	600,000

Rapport de puissances	Rapport de tensions ou courants	Décibels	Rapport de puissances	Rapport de tensions ou courants	Décibels
1,0233	1,0116	0,1	19,953	4,4668	13
1,0471	1,0233	0,2	25,119	5,0119	14
1,0715	1,0351	0,3	31,623	5,0234	15
1,0965	1,0471	0,4	39,811	6,3096	16
1,1220	1,0593	0,5	50,119	7,0795	17
1,1482	1,0715	0,6	63,096	7,9433	18
1,1749	1,0839	0,7	79,433	8,9125	19
1,2023	1,0965	0,8	100	10	20
1,2303	1,1092	0,9	125,89	12,589	22
1,2589	1,1220	1,0	158,49	15,849	24
1,2883	1,1383	1,2	199,53	19,953	26
1,3184	1,1549	1,4	251,19	25,119	28
1,3504	1,1749	1,6	316,23	31,623	30
1,4454	1,2023	1,8	1,000	39,811	32
1,5136	1,2303	2,0	1,584,9	50,119	34
1,5849	1,2589	2,2	2,511,9	63,096	36
1,6595	1,2882	2,4	3,981,1	79,433	38
1,7378	1,3183	2,6	6,000	100	40
1,8197	1,3504	2,8	15,849	125,89	42
1,9055	1,3804	3,0	25,119	158,49	44
1,9953	1,4125	3,2	39,811	199,53	46
2,2387	1,4962	3,5	63,096	251,19	48
2,5119	1,5849	4,0	100,000	316,23	50
2,8184	1,6788	4,5	158,490	398,11	52
3,1623	1,7783	5,0	251,190	501,19	54
3,5481	1,8836	5,5	398,110	630,96	56
3,9811	1,9953	6,0	630,960	794,33	58
5,0119	2,2387	7,0	1,000	1,000	60
6,3096	2,5119	8,0	10 ⁰	3,162,3	70
7,9433	2,8184	9,0	10 ¹	10,000	80
10,000	3,1623	10,0	10 ²	31,623	90
12,589	3,5481	11,0	10 ³	100,000	100
15,849	3,9811	12,0	10 ⁴		

EXEMPLE. — Un microphone est catalogué : — 70 db. Quelle puissance délivre-t-il ? De combien faut-il remonter la tension pour l'amener au niveau admissible par un ampli normal, soit 10 db ?
 Pour la réponse — il donne 600 × 10⁻² watt. Il faut remonter la tension de 80 db, soit un gain de 17.300 : 1.73 = 10.000. La tension finale par le micro aux bornes de 500 ohms était 548 microvolts. Elle deviendra 5,48 volt.

XII. — L'OSCILLATION

A droite — à gauche! — au loin — au large!
avec un hurlement de damné...

EDGAR POË. *Le Puits et le Pendule.*

Pour produire les courants alternatifs à haute fréquence qui sont le pain de la radio et de la télévision, on a commencé par utiliser de curieux alternateurs, des bobines avec des éclateurs, des arcs chantants. Puis le tube électronique est venu balayer tout cela.

L'oscillation sinusoïdale étant de loin la plus importante, nous commencerons par elle. Il s'agit en somme d'entretenir dans un circuit oscillant comportant une L et une C des oscillations qui s'amortiraient vite après l'impulsion initiale. Autrement dit, il faut compenser, par des apports d'énergie arrivant au bon moment et dans le bon sens, les pertes dues à l'inévitable résistance du circuit, son rayonnement et surtout le prélèvement d'énergie oscillante que nous avons l'intention de lui faire — exactement comme le ressort de la pendule fournit au système spiral-balancier, par le jeu de l'échappement, l'énergie qu'il perd sous forme oscillante dans les frottements et l'entraînement de la minuterie.

103. — Principe de l'oscillateur sinusoïdal.

La solution est assez simple. Il suffit de placer convenablement notre circuit oscillant dans le circuit grille ou plaque d'une lampe amplificatrice et de fournir à la grille, en guise de signal, une partie des volts amplifiés par la lampe, mais en opposition de phase. Vous avez compris que nous faisons ainsi de la réaction positive. Lorsque le produit du taux b de réaction par le gain A du tube devient supérieur à 1, la moindre variation du potentiel de grille engendre une formidable variation du courant plaque (voir § 69) et notre tube se comporte comme une résistance *négative* qui com-

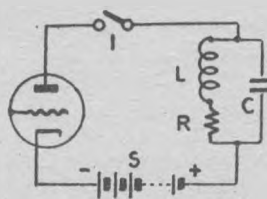


Fig. 150.

pense la résistance d'amortissement *positive* du circuit oscillant.

Essayons de voir ceci « avec nos yeux ».

Voici, figure 150, un tube chargé par le circuit oscillant LC.. Établissons le courant en fermant l'interrupteur I .

Le potentiel V_p de la plaque s'équilibre instantanément avec celui de la source S , mais baisse aussitôt à cause de la chute produite par l'impédance de L , en même temps que le courant grandit (§ 38) et que le champ magnétique croissant de L stocke de l'énergie. Mais le courant dans L cesse bientôt de croître, étant arrivé à la valeur fixée par la tension de la source et la résistance totale du circuit (surtout celle ρ du tube). La *variation* du courant, très grande au début, s'est annulée progressivement suivant une loi exponentielle.

Mais cela ne fait pas l'affaire du champ magnétique dont l'inertie aime la continuité. Connaissant son esprit de contradiction, nous savons qu'il va lutter contre ce ralentissement du courant. Il dispose pour cela d'un moyen : susciter une force électromotrice dirigée dans le sens du courant pour obliger celui-ci à s'enfler quand même, et alimenter celui-ci à l'aide de l'énergie qu'il a emmagasinée. Bien entendu, ce courant se bute à la résistance du tube, mais C lui offre un passage à la condition de le charger. Le courant continue donc dans C dont la tension monte cependant que s'évanouit le champ *magnétique* au fur et à mesure qu'il cède son énergie au champ *électrique* qui apparaît entre les armatures de C . Mais la tension qui monte aux bornes de C s'oppose à la f.e.m induite, et la vitesse de variation du courant diminue, ce qui réduit encore la f.e.m : finalement, le courant de charge cesse (voir § 30).

Nous avons maintenant un condensateur chargé sans force électromotrice d'induction pour le contenir : il commence donc à se décharger en créant un courant de sens inverse, qui fait naître un champ magnétique inverse dans L où le condensateur C transfère l'énergie qu'il avait accumulée. La tension aux bornes de C finit ainsi par s'annuler et le courant devrait cesser, mais le champ magnétique en train de grandir ne tient pas à s'arrêter, il suscite encore une fois une f.e.m qui continue le courant, chargeant ainsi le condensateur en sens inverse jusqu'à ce que la tension de charge soit suffisante pour inverser le courant, et ainsi de suite.

Mais il y a en circuit une résistance R , formée de la résistance du bobinage et de toutes les pertes d'énergie imposées au circuit. L'énergie stockée dans le champ magnétique de la bobine lors de l'impulsion initiale de courant a tôt fait de se dissiper dans R . Les oscillations diminuent rapidement d'amplitude et disparaissent.

Pour entretenir les oscillations, il suffirait qu'elles déclenchent au bon moment une force électromotrice oscillante qui renforcerait périodiquement le courant dans la self L . Nous savons qu'il suffit d'injecter à la grille un certain pourcentage des variations de la tension-plaque, après les avoir déphasées de 180° , c'est-à-dire de faire de la réaction positive à un taux suffisant. Pour cela, nous pouvons mettre dans le circuit-grille une bobine L' couplée dans le bon sens avec L (*fig.* 151 A), par exemple par le coefficient d'induction mutuelle M . Toute variation de courant dans L induit dans L' une variation de tension qui agit sur la grille et provoque l'amplification du courant-plaque passant dans L ,

qui récupère l'énergie perdue en puisant dans la source de haute tension S.

Avec un grand M, les oscillations deviennent importantes, parce que les grandes variations du courant-plaque font naître un champ magnétique de plus en plus puissant. Il faut donc que la grille soit polarisée négativement. Nous pourrions mettre une pile quelque part dans le circuit de grille, mais il est plus simple de constater qu'en l'absence de polarisation la grille devient positive et qu'il naît un

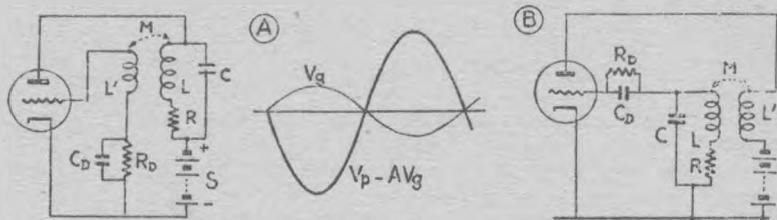


Fig. 151. — Principe du tube oscillateur.

courant-grille. Il suffit de détecter ce courant-grille — en nous servant justement de l'espace cathode-grille comme diode — pour faire naître une tension de polarisation proportionnelle à l'amplitude des oscillations : c'est l'affaire de la résistance de détection R_D , flanquée du condensateur C_D . Nous pourrions aussi obtenir la polarisation par le procédé habituel d'un résisteur placé entre la cathode et la masse.

Remarquez que nous pourrions tout aussi bien mettre notre circuit oscillant dans le circuit-grille et la bobine de réaction L' dans le circuit-plaque. Les deux selfs étant mariées par l'induction mutuelle, le fonctionnement sera le même. Nous obtenons ainsi le schéma figure 151 B qui nous est familier : c'est celui de la détectrice à réaction, où la réaction positive est poussée au-delà de la limite d'accrochage.

Pour qu'une lampe puisse osciller, il faut une impédance de plaque Z_P , une impédance de grille Z_G et une impédance mutuelle de couplage Z_M dont une doit être de nature opposée aux deux autres. C'est un régime d'oscillations entretenues, donc forcées. La fréquence adoptée par la lampe n'est pas $1/2 \pi \sqrt{LC}$ qui serait celle du circuit oscillant non amorti, mais la fréquence de résonance de l'ensemble des trois impédances, c'est-à-dire :

$$f'' = \frac{\sqrt{1 + R/q}}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

Comme R est ordinairement très faible devant q , le numérateur est sensiblement égal à 1, si bien que la fréquence propre du système est à peine supérieure à celle propre du circuit oscillant non amorti. Ce résultat n'est cependant valable qu'en cas de courant de grille nul, car celui-ci fait varier beaucoup de fréquence.

Nous croyons inutile de donner ici l'étude mathématique du mécanisme de l'oscillation qui n'intéresserait que ceux

qui savent déjà, et nous nous contenterons de donner la condition d'entretien des oscillations :

$${}_0 CR + \mu M + L \leq 0 \quad [31]$$

avec ${}_0$ = résistance interne du tube et μ son coefficient d'amplification.

Lorsque le couplage entre la grille et la plaque est juste suffisant pour entretenir les oscillations, l'onde produite est bien sinusoïdale, mais la moindre réduction du couplage fait « décrocher », c'est-à-dire arrête les oscillations. En augmentant le couplage, l'oscillation augmente de puissance, mais la lampe tend à se saturer, le point de fonctionnement va se promener dans les parties courbes des caractéristiques et l'onde s'accompagne de nombreux harmoniques.

Tout oscillateur à lampe a la propriété de se synchroniser aisément avec une autre oscillation présente dont la fréquence est voisine. Les deux fréquences s'attirent d'autant plus qu'elles se rapprochent du synchronisme. Ce phénomène, connu sous le nom de *glissement de fréquence*, est très gênant dans certains circuits que nous étudierons plus loin (changeurs de fréquence).

La stabilité de la fréquence produite peut être compromise non seulement par couplage avec une fréquence voisine, mais par la variation du Q du circuit oscillant, des caractéristiques du tube, des capacités réparties ou du couplage réactif dus à l'âge ou à la chaleur. Les facteurs de stabilité les plus importants sont un grand facteur de puissance du circuit oscillant, un très faible courant de grille, une amplitude d'oscillation raisonnable et une charge aussi résistive que possible. On peut améliorer la stabilité de la fréquence produite en l'égalant à celle propre du circuit oscillant, à l'aide de réactances correctrices placées en série dans la plaque et la grille.

● Il ne faudrait pas croire cependant que les selfs L et L' sont indispensables pour faire osciller le tube. Toute lampe amplificatrice oscillera si son circuit est arrangé de telle façon que sa plaque fournisse à la grille ses propres variations de tension déphasées d'environ 180° , et la fréquence fondamentale des oscillations sera telle que cette réalimentation de la grille par la plaque soit exactement à la phase voulue pour permettre au tube de se fournir son propre signal.

104. — Oscillateurs classiques.

La polarisation fixe ou par la cathode ne permettrait pas le démarrage automatique de l'oscillation, parce qu'elle doit dépasser le cut-off du tube qui, de ce fait, n'amplifie pas au départ. On préfère généralement obtenir la polarisation par détection à l'aide d'un résisteur et d'un condensateur d'environ $50 K \Omega$ et $250 pF$, parce que la polarisation est nulle quand on applique les tensions aux électrodes. A ce moment, la pente du tube est maximum et la moindre variation de tension à la fréquence requise — toujours présente à cause de l'agitation thermique — suffit à amorcer les oscillations. Il naît un courant-grille que le tube détecte et

qui, passant par le résisteur, polarise négativement la grille à une tension pratiquement égale à celle de crête de l'oscillation. Il suffit, par conséquent, de multiplier la valeur du résisteur de détection par le courant qui le traverse pour connaître la tension de crête de l'oscillation.

Nous examinerons quelques types d'oscillateurs parmi les plus utilisés.

Oscillateur Hartley (fig. 152). — Il n'a qu'un bobinage à prise médiane. Il oscille aisément, ce qui est précieux quand l'amortissement est élevé. Comme les potentiels alternatifs qui apparaissent aux deux extrémités du bobinage sont tou-

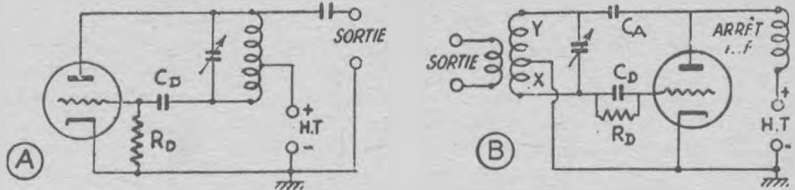


Fig. 152. — Oscillateurs Hartley série et shunt.

jours en opposition, la variation de tension-plaque est toujours opposée à celle de grille, et la réaction se règle en déplaçant le point du bobinage où se raccorde la cathode (via la source de H.T.). Mais il présente l'inconvénient de nécessiter un condensateur d'accord dont les deux armatures soient isolées.

Le *Hartley-série* (fig. 152 A) a son résisteur de détection branché entre grille et cathode (ou masse) et non en shunt sur le condensateur de détection qui sert en outre à arrêter l'accès de la haute tension à la grille. Dans le *Hartley-shunt* (fig. 152 B), l'alimentation de la plaque se fait par l'intermédiaire d'une bobine d'arrêt HF et le circuit oscillant est isolé de la haute tension par le condensateur d'arrêt C_A d'environ $0,01 \mu F$.

Dans ces circuits, comme dans les suivants, on peut améliorer la stabilité en fréquence en utilisant une capacité importante pour l'accord du circuit oscillant afin de réduire l'incidence des variations des capacités réparties — ou encore en raccordant le tube à des prises telles que X et Y le long du bobinage et non aux extrémités. Le circuit osci-

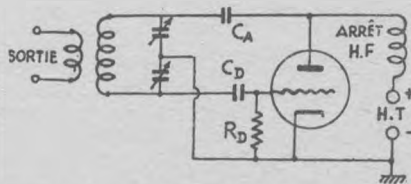


Fig. 153. — Oscillateur Colpitts shunt.

lant est chargé par l'organe utilisateur, soit directement (fig. 152 A), soit par une bobine de couplage (fig. 152 B).

Le *Colpitts* (fig. 153) est semblable au Hartley, sauf que

le retour de la cathode ne se fait pas à une prise du bobinage, mais au point de jonction de deux condensateurs d'accord en série dont le rapport détermine le taux de réaction. Les meilleurs résultats sont obtenus avec les Hartley et les Colpitts quand la réaction est telle que $1/3$ à $1/5$ des variations V_p apparaissent à la grille.

L'oscillateur à grille et plaque accordés (fig. 154) a deux circuits accordés, mais non couplés inductivement. Le couplage est assuré par la capacité grille-plaque du tube (C_{GP}).

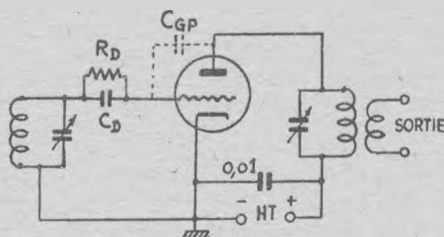


Fig. 154. — Oscillateur à grille et plaques accordées.

Le circuit de la grille a le Q le plus élevé parce que son condensateur est grand, c'est lui qui contrôle principalement la fréquence. Celui de plaque est accordé sur une fréquence très légèrement supérieure. Grâce à ce faible désaccord, un circuit est capacitif, l'autre inductif et le déphasage nécessaire à la réaction est assuré (§ 33).

Les oscillateurs ECO ou cathodynes (fig. 155) comprennent une tétrode où l'écran sert d'anode pour constituer un oscillateur à triode avec la grille et la cathode. La majeure partie des électrons formant le courant cathodique traverse l'écran et arrive à la plaque pour alimenter le circuit oscillant qui se trouve dans son circuit. Le circuit de plaque et

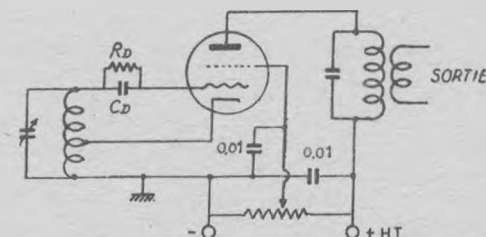


Fig. 155. — Oscillateur cathodyne ou ECO.

de grille se trouvent ainsi couplés par le flux des électrons, car à chaque maximum d'intensité pompé par l'écran correspond un minimum à destination de la plaque, ce qui assure l'inversion de phase. L'écran étant découplé par $C = 0,01$, le couplage capacitif entre la partie oscillatrice et la charge est minimum. En réglant la tension d'écran par le potentiomètre, la fréquence devient indépendante des variations de la source. Pour ces raisons, la fréquence de ce type d'oscillateur est très stable tant que les oscillations ne prennent pas

une telle ampleur que la valeur instantanée de V_p puisse entraîner la formation d'une cathode virtuelle entre l'écran et la plaque.

Il y a de nombreuses variantes de cathodyne selon le fonctionnement de la partie oscillatrice (Hartley suivant figure 155, autodyne suivant figure 151, Colpitts, etc.) et les astuces de montage.

● L'oscillation n'est qu'un aspect particulier de l'amplification. Si nous désirons le maximum de puissance et de rendement d'un tube, il faut le régler comme un amplificateur de classe C (voir § 101) dont les performances dépendent de l'impédance présentée par le circuit oscillant de plaque et sa charge, du potentiel maximum de grille (crêtes de signal rendant la grille positive), de la polarisation négative qui permet de fortes oscillations de la grille et du potentiel minimum atteint par la plaque qui doit être aussi faible que possible. Le couplage réactif doit donc être tel que l'oscillation de grille correspondant à un bon fonctionnement en classe C soit atteinte, c'est-à-dire que la tension de crête des oscillations de la plaque doit être à peine inférieure à la tension de la source H.T.

Si Q est le facteur de puissance du circuit oscillant de plaque *non chargé*, le Q effectif avec la charge sera évidemment inférieur. Le rendement du circuit — c'est-à-dire la fraction de l'énergie qu'il a prise au courant-plaque et qu'il

restitue à la charge sous forme oscillante — est $\frac{Q - Q_{\text{eff}}}{Q}$.

Par exemple, si le Q du circuit seul est 150, tandis qu'avec la charge couplée il n'est plus que 15, le rendement sera égal à $(150 - 15)/150 = 0,9$. On s'arrange pour avoir un Q_{eff} compris entre 15 et 50.

Le calcul du circuit oscillant ainsi couplé à la charge utilisatrice est facile.

1. On détermine la tension de crête V aux bornes de la self L . C'est la somme de la tension de crête de signal admissible à la grille du tube utilisé (voir catalogues) et de la tension de crête de l'oscillation de plaque (10 à 15 % de moins que la haute tension).

2. On détermine le Q effectif. Un Q effectif élevé réduit les harmoniques et favorise la stabilité en fréquence, mais diminue le rendement.

3. Connaissant la puissance oscillante W délivrée par le tube (voir catalogue), il suffit d'appliquer la formule :

$$2\pi f L = \frac{V^2}{2WQ_{\text{eff}}} - \frac{1}{2\pi f C} \quad [32]$$

d'où l'on tire aisément les valeurs de L et de C .

La valeur de la résistance de détection qui assure la polarisation s'obtient en lisant dans les catalogues la valeur du courant-grille correspondant à la polarisation choisie et en appliquant la loi d'Ohm.

Quand l'alimentation est faite en parallèle, la bobine d'arrêt HF doit avoir une impédance de quinze à trente fois plus grande que celle du circuit oscillant avec sa charge.

105. — Oscillateurs à quartz.

Certains corps cristallisent en prismes hexagonaux qui ont une curieuse propriété, la *piézo-électricité* découverte par Pierre Curie.

Si nous taillons dans un tel cristal une lame à faces parallèles dans le sens de son axe longitudinal (*fig. 156*) et si nous la plaçons entre deux plateaux porteurs de charges électriques de signes contraires, elle se comprime ou se dilate suivant une certaine direction (axe mécanique). Le phénomène est réversible : en comprimant ou dilatant la lame suivant cette même direction, des charges électriques opposées apparaissent sur les plateaux.

Un tel cristal est élastique, la lame est susceptible de vibrer, non seulement par flexion comme un ressort plat, mais en épaisseur comme une balle de caoutchouc, se dilatant et se comprimant périodiquement. Le cristal piézo-électrique se transforme donc directement une oscillation électrique en vibration mécanique : il suffit d'alimenter les plateaux avec une tension alternative. Réciproquement, une vibration mécanique transmise au cristal y fait naître une tension électrique alternative de même fréquence. Cette propriété a reçu de nombreuses applications : pick-up, haut-parleur, microphone à cristal, générateur d'ultra-sons, etc.



Fig. 156. — Equivalence d'un cristal piézo-électrique avec un circuit oscillant. C_0 : Capacité au repos. L , C , R : constantes électriques dépendant des dimensions et du type de taille du cristal. Elles traduisent respectivement la masse, l'élasticité et les pertes par frottement du cristal vibrant.

Mais voici mieux. A chaque épaisseur de la lame correspond une fréquence de vibration élastique privilégiée, qui dépend de la densité et du module d'élasticité du corps. Si donc nous alimentons les plateaux avec une tension alternative dont la fréquence correspond à celle de résonance de notre lame, elle se met à vibrer avec une amplitude beaucoup plus grande que pour toute autre fréquence, ce qui fait apparaître sur ses faces une tension électrique beaucoup plus élevée que celle d'excitation. Cette *surtension de résonance* est tout à fait semblable à celle d'un circuit oscillant (§ 33). Un cristal piézo-électrique équivaut en effet à un circuit oscillant dont le Q serait énorme : alors qu'un circuit classique formé d'une bobine et d'un condensateur atteint rarement $Q = 200$, on obtient couramment plusieurs milliers avec un bon cristal, et même des centaines de milliers dans certains cas. Avec un tel facteur de surtension, la résonance est évidemment très aiguë et la bande de fréquences transmise est extrêmement étroite.

Parmi les cristaux piézo-électriques, les plus actifs sont le quartz (oxyde de silicium), le sel de Seignette (tartrate de

potassium et de sodium) et la tourmaline (borosilicate d'aluminium). La tourmaline est coûteuse, le sel de Seignette est fragile, déliquescent, électrolysable et il craint la chaleur. On utilise donc le quartz quand la précision doit s'allier à la robustesse.

Comme le montre la figure 157, un cristal piézo-électrique présente plusieurs axes de symétrie : un axe longitudinal dit *axe optique*, trois *axes électriques* joignant les arêtes opposées et trois *axes mécaniques* joignant les centres des faces opposées. Toute dilatation ou compression exercée suivant un axe méca-

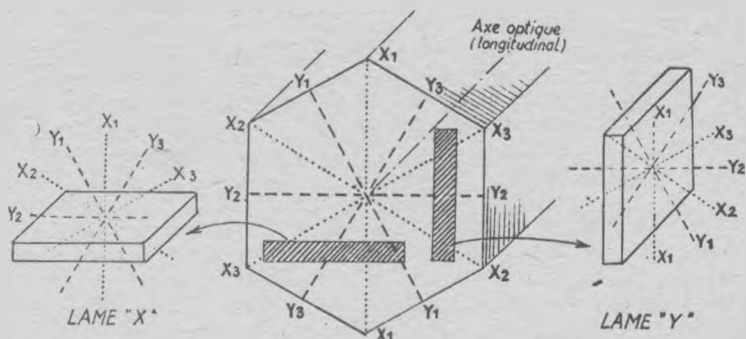


Fig. 157. — Les axes de symétrie de la coupe transversale d'un cristal de quartz et ses plans de taille principaux.

X_1, X_2, X_3 : axes électriques des potentiels.

Y_1, Y_2, Y_3 : axes mécaniques des vibrations.

Dans les lames représentées latéralement, les axes du cristal ont été rapportés au centre de la lame.

La fréquence de résonance en KHz est à peu près le quotient de 4430 par l'épaisseur en mm pour une lame X, et 3150 par l'épaisseur pour une lame Y. D'autres orientations sont également utilisées.

nique fait naître un champ électrostatique suivant l'axe électrique qui lui est perpendiculaire, et vice versa. Mais comme la contrainte mécanique ou électrique a presque toujours une composante parallèle à un axe Y ou X, l'effet piézo-électrique existe à divers degrés dans toutes les directions autres que celle de l'axe optique.

Les lames taillées perpendiculairement à un axe X ou Y furent très utilisées, mais on leur substitue de plus en plus des tailles hybrides qui ont l'avantage de donner une oscillation exempte d'harmoniques et une constance de fréquence plus grande en température variable. Par exemple, une lame « AT » est parallèle à un axe électrique comme l'est une lame « Y », mais elle est inclinée de 37°5 sur l'axe optique et elle est insensible aux variations habituelles de température d'une pièce d'habitation.

A cause de leur énorme Q, les lames de quartz offrent un moyen commode pour contrôler la fréquence des oscillateurs, il suffit de les substituer au circuit oscillant habituellement chargé de ce contrôle (fig. 156).

La figure 158 montre deux oscillateurs ainsi stabilisés. Mais ils n'oscillent plus que sur une seule fréquence à moins de changer la lame, car la variation de l'accord de l'autre circuit et la modification des autres paramètres n'ont qu'une faible influence. On peut cependant obtenir une faible varia-

tion de la fréquence en montant un condensateur variable en parallèle avec le quartz.

Les lames peuvent toutefois osciller plus ou moins intensément sur diverses fréquences harmoniques dont le spectre dépend du genre de taille et de la minceur, car les forces mécaniques suscitées par les oscillations électriques provoquent des torsions et des flexions qui font vibrer la lame

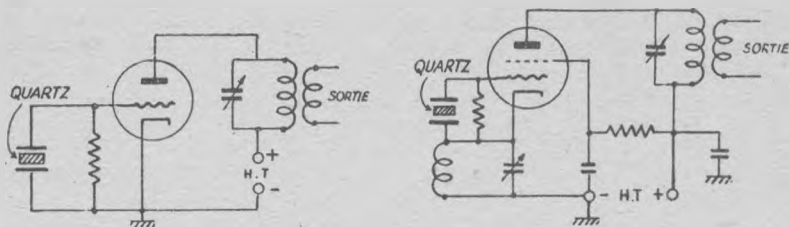


Fig. 158. — Oscillateurs contrôlés par quartz.
A gauche : Oscillateur à grille et plaque accordées.
A droite : Oscillateur cathodyne.

sur plusieurs modes. Il en résulte qu'un même quartz peut contrôler plusieurs fréquences de base bien déterminées : il suffit d'accorder l'autre circuit sur un harmonique du cristal.

Si la fréquence dépend de l'épaisseur, la puissance contrôlée dépend de la grandeur de la lame. Elle est toujours assez faible, car des oscillations trop amples échauffent le cristal en haute fréquence, tandis qu'en basse fréquence elles peuvent provoquer sa rupture.

106. — Oscillateurs à lignes.

Aux très hautes fréquences, les circuits oscillants formés d'une bobine accordée ne peuvent guère être utilisés, car ils devraient être minuscules et leurs pertes par rayonnement deviendraient énormes.

Mais nous savons que tout tronçon de conducteur a une résistance qui diminue avec sa section, une self-induction qui augmente avec sa longueur et une capacité répartie qui dépend de sa surface. Deux tronçons de fils parallèles

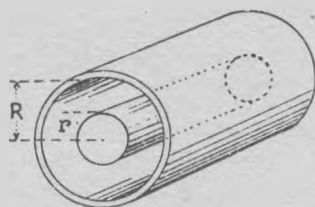


Fig. 159.

peuvent, sous certaines conditions, constituer un circuit oscillant à haut Q si le fil est de bonne section, car nous y trouvons un L et un C alliés à une résistance très faible.

Il en est de même si l'un des fils est remplacé par un conducteur tubulaire dont l'autre fil occupe le centre, avec

cet avantage que le champ magnétique et le champ électrique se trouvent enfermés dans le conducteur tubulaire qu'on peut mettre à la terre pour constituer un blindage efficace s'opposant au rayonnement. Le L et le C d'un tel conducteur double *co-axial* dépend du rapport des rayons et de la longueur des conducteurs. Ils valent environ (fig. 159) :

L microhenrys par cm de longueur = $0,0046 \log R/r$.

C picofarads par cm de longueur = $0,242 \log R/r$.

Nous reviendrons ultérieurement sur les curieuses propriétés de ces lignes où la self et la capacité sont régulièrement réparties sur la longueur. Pour le moment, il nous suffit de savoir qu'un tronçon de ligne coaxiale court-circuité à un de ses bouts se comporte comme un circuit oscillant parallèle à Q très élevé si l'isolant est formé d'air ou d'un diélectrique à très faibles pertes. La longueur du tronçon est approximativement le quart de la longueur d'onde.

La figure 160 est un exemple d'oscillateur à ligne coaxiale contrôlant la fréquence. On reconnaît le « grille-et-plaque-

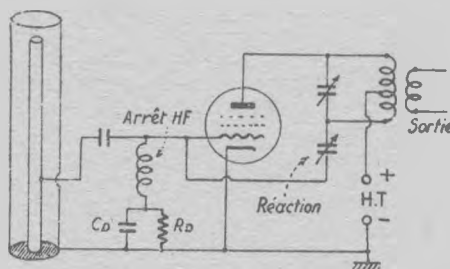


Fig. 160. — Oscillateur à ligne oscillant en quart d'onde.

accordées » avec un condensateur variable pour doser la réaction. Afin d'obtenir une fréquence bien stable, la ligne est faiblement couplée au tube, par prise le long du conducteur central. C'est un générateur stable et puissant, mais qui ne peut être utilisé qu'aux très hautes fréquences, à cause des dimensions rapidement prohibitives de la ligne résonnante.

107. — Oscillateurs à cavités.

Mais on peut aller plus loin dans la même voie. Voyez la figure 161 : nous avons d'abord en *a* un honnête circuit oscillant-parallèle avec une self L et un condensateur à deux armatures C bien orthodoxes. Nous pouvons réduire L sans l'annuler, la fréquence de résonance se contentera de grandir : d'abord une spire, puis plus de spire du tout, rien qu'un tronçon de conducteur réunissant les deux plaques du condensateur — car ce tronçon aura quand même une self-induction répartie L, faible sans doute mais non nulle. Elargissons progressivement ce conducteur. Nous obtenons la figure 161 C équivalente. Et finalement, à force de s'élargir, le conducteur fait le tour des deux armatures, nous obtenons une cavité close (*d*) semblable à une boîte de

conserve et qui ne cesse d'être un circuit oscillant en parallèle dont la fréquence de résonance dépend des dimensions. C'est un « résonateur creux », où l'on commence à voir que l'électricité à haute fréquence n'est pas sans analogie avec l'acoustique. Remarquez que les armatures du condensateur sont des conducteurs qui ont aussi une self répartie,

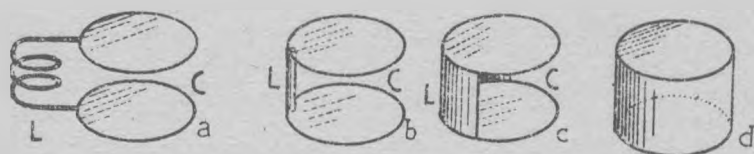


Fig. 161. — Comment un circuit oscillant parallèle devient cavité close.

de même que la bobine initiale et ses transformations successives sont dotées d'une capacité répartie. Résultat : dans notre résonateur, la self et la capacité sont distribuées sur toute la surface interne, le circuit oscillant est blindé par lui-même, il n'y a aucun rayonnement d'énergie et le Q atteint des valeurs énormes. Seule, la surface interne entre en jeu, c'est l'espace contenu et non le métal qui est le siège des oscillations électromagnétiques.

Nous ne pouvons aborder ici l'étude mathématique de cette question très complexe, et nous nous bornerons à indiquer que toute surface conductrice close peut contenir un champ électromagnétique plus ou moins complexe qui résonne sur certaines fréquences quand on l'excite par des oscillations électriques. Ces cavités peuvent osciller sur plusieurs « modes », c'est-à-dire que les champs stationnaires peuvent prendre diverses dispositions plus ou moins complexes, ce qui correspond à diverses fréquences de résonance. Notons cependant que la surface interne est parcourue par des courants (effets de peau, Kelvin). Avec une surface lisse et parfaitement conductrice, les pertes seraient nulles et le facteur de surtension infini.

Tout ceci n'est pas nouveau : au siècle dernier, Thomson avait déjà calculé qu'une sphère creuse résonne sur une

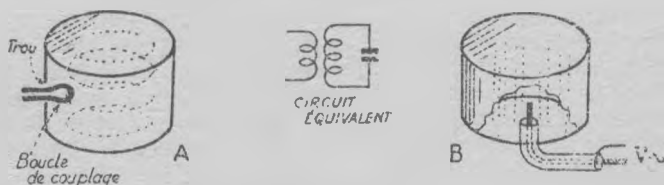


Fig. 162. — Excitation d'une cavité résonnante par boucle de couplage magnétique (A) et câble coaxial (B). La composante magnétique pour le premier mode d'oscillation forme des cercles horizontaux, et la composante électrique des verticales (pointillés), d'où la position des organes d'excitation.

longueur d'onde égale à 2,8 fois son rayon. Mais il a fallu attendre l'avènement des ondes centimétriques pour utiliser cette propriété, car il ne pouvait être question de recevoir

Luxembourg avec un petit récepteur accordé par une sphère ou un cylindre de plus d'un kilomètre de diamètre...

Mais comment mettre en branle un champ électromagnétique dans ces boîtes closes ? C'est bien simple : on dispose au bon endroit une boucle de couplage, qui équivaut à une « bobine » d'une demi-spire (*fig. 162 A*), ou encore on y introduit une électrode qu'on porte à une tension oscillante par rapport à la paroi (*fig. 162 B*). La boucle excite la composante magnétique du champ, l'électrode excite celle électrique, et le tout équivaut à un transformateur à secondaire accordé. Notez que tout trou équivaut à une perte : le champ fuit et la perte est proportionnelle à la *sixième puissance* du diamètre.

Pour faire varier la fréquence de résonance d'une cavité, il suffit de faire varier son volume. On peut, par exemple, faire coulisser un des fonds du cylindre, ou visser et dévisser une grosse vis dans une sphère, ou encore déformer par écrasement une cavité ellipsoïdale ou torique. On en trouvera des exemples plus loin.

● Mais il ne suffit pas d'avoir un résonateur sans perte, il faut encore un tube amplificateur. Or, les tubes normaux ont un rendement déplorable aux hyperfréquences, à cause de leur capacité d'entrée dont l'impédance est faible à ces fréquences, ce qui équivaut à un court-circuit — et surtout à cause du temps qu'il faut aux électrons pour aller de la cathode à la plaque. Ceci a l'air d'une plaisanterie, puisque avec une tension-plaque de 300 volts les électrons ne mettent qu'un *milliardième de seconde* pour franchir un centimètre !

Mais le théorème des forces vives nous dit que $1/2 mV^2 = eV$, c'est-à-dire qu'un électron de masse m et de charge e , accéléré par une tension continue de V , prend une vitesse v proportionnelle à la racine carrée de cette tension accélératrice. Avec $V = 300$ volts, la vitesse des électrons atteint 10.000 kilomètres par seconde.

Or, une onde de 10 cms a une période de $3 \cdot 10^{-9}$ seconde.

Pendant ce temps, les électrons parcourent donc un peu plus de 3 millimètres, c'est-à-dire l'espace séparant la cathode de l'anode. Mais pendant ce trajet, la grille fait une oscillation complète : les mêmes électrons se trouvent accélérés pendant la moitié du parcours et freinés pendant l'autre moitié. La grille annule ses ordres par des contre-ordres avant que les électrons aient pu les exécuter, son effet est nul, le courant-plaque ne lui obéit plus et les oscillations sont impossibles, puisqu'il n'y a plus de synchronisme. L'oscillateur ne peut fonctionner que si la durée du transit des électrons est faible devant la période de l'oscillation.

Les remèdes sont évidents : il faut augmenter la vitesse des électrons en augmentant la tension accélératrice, ou mieux raccourcir le chemin à parcourir. Le premier est coûteux, délicat et peu efficace, puisqu'il faut quadrupler la tension pour doubler la vitesse (loi du carré). La seconde a été appliquée dans la *lampe-phare*, ainsi nommée à cause de sa forme (*fig. 163*) où les surfaces actives des électrodes sont planes et séparées d'un dixième de millimètre seulement. La sortie de grille se fait latéralement par

le disque percé qui la constitue. La figure 164 montre une telle lampe montée directement entre deux cavités résonnantes couplées, constituant un oscillateur fermé à haut rendement, dépourvu de rayonnement et capable de descendre au-dessous de $\lambda = 10$ cms.

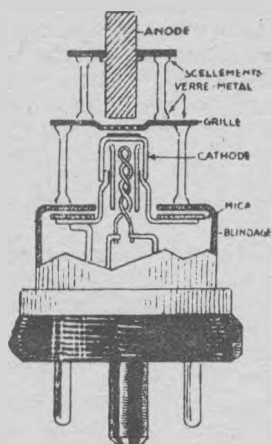


Fig. 163. — Coupe d'une lampe-phare.

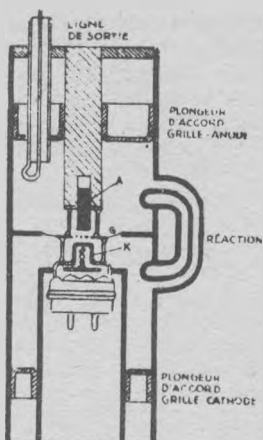


Fig. 164. — Oscillateur à cavités accordées par plongeurs montés directement sur une lampe-phare. La réaction est assurée par deux boucles réunies par un tronçon de ligne coaxiale couplant magnétiquement les deux cavités.

108. — Klystrons et resnatrons.

Mais il y a mieux. Au lieu de *subir* un phénomène gênant et de le minimiser tant bien que mal, les physiciens Heil et Heil eurent l'idée féconde de le *domestiquer* pour en tirer

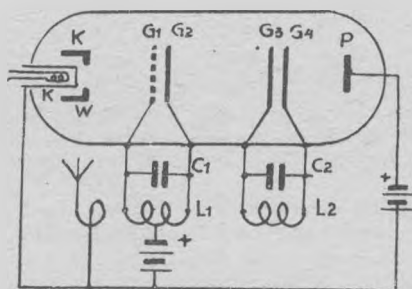


Fig. 165. — Principe d'un tube à modulation de vitesse électronique.
 L_1, C_1 : Circuit oscillant de commande.
 L_2, C_2 : Circuit oscillant récepteur.

avantage exactement comme on a fait avec l'effet Miller et quelques autres. La grille fait danser les électrons entre cathode et anode, au lieu de contrôler sagement leur débit ? Qu'à cela ne tienne ! On va donc utiliser la variation de

vitesse des électrons qu'on ne peut éviter, en imaginant une astuce pour la transformer en variation de densité exploitée un peu plus loin. Voyons comment fonctionne un *klystron* basé sur ce principe (fig. 165).

Dans un tube à vide, nous trouvons à un bout une cathode K avec une grille tubulaire ou wehnelt W qui en règle le débit. Le pinceau d'électrons qui s'en échappe est attiré par les grilles très rapprochées G_1 et G_2 , portées à un potentiel positif fixe, et acquiert ainsi une certaine vitesse. Mais les deux grilles reçoivent en outre une faible tension oscillante produite par un circuit de commande : la vitesse constante V_0 des électrons devient $V_0 + v \sin \omega t$ entre les deux grilles, si bien qu'en quittant la grille G_2 , ils sont tantôt lents, tantôt rapides, selon le moment de la période où ils sont libérés.

Les vagues d'électrons rapides et lents se succèdent donc, mais après un certain parcours chaque vague d'électrons rapides rattrape la vague d'électrons lents qui la précède. A cette distance de la grille G_2 , les variations de vitesse sont devenues des variations de densité qui peuvent agir sur un circuit anodique comme dans un tube normal.

Avant de les recevoir sur une plaque, on peut faire passer ces charges successives entre deux autres grilles G_3 et G_4 réunies aux deux bouts d'un circuit accordé qui oscillera à la même fréquence que celle de G_1 - G_2 , puisque chaque train d'électrons est un courant porteur d'énergie qui réunit périodiquement G_3 et G_4 . Ou encore, nous pouvons faire rebrousser chemin aux électrons à mi-course en leur présentant une électrode *négative* (fig. 166) : les condensations se produiront alors au moment de retraverser les grilles G_1 et G_2 , qui

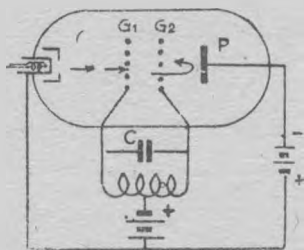


Fig. 166. — Principe d'un oscillateur à réflexion d'électrons modulés en vitesse. L'énergie oscillante produite est soustraite du circuit oscillant par une boucle de couplage non figurée.

reçoivent ainsi une oscillation en phase avec la première. L'ensemble fonctionne comme un oscillateur.

En pratique, les paires de grilles et les circuits oscillants sont confondues en un résonateur creux appelé rumbatron. Imaginez un pneu de grosse section destiné à être monté sur une roue minuscule, et vous aurez à peu près un rumbatron. Ou encore, un cylindre de faible hauteur dont les deux fonds sont enfoncés et rapprochés vers les centres qui sont percés de trous se faisant face. Ces trous constituent les deux grilles que traversent les électrons. Bien entendu, ceux-ci ne se propagent que dans le vide : les rumbatrons accordés sont donc montés dans le tube électronique, ou ils s'y

raccordent par des soudures verre-métal. La figure 167 représente un tel klystron oscillateur. Après avoir libéré dans le second résonateur l'énergie oscillante qu'ils transportaient, les électrons — dont la vitesse et la densité sont redevenues uniformes — sont finalement happés par un collecteur où leur énergie cinétique se transforme en chaleur.

En supprimant le couplage réactif, le klystron devient amplificateur : il suffit de se servir de la bouche B, pour

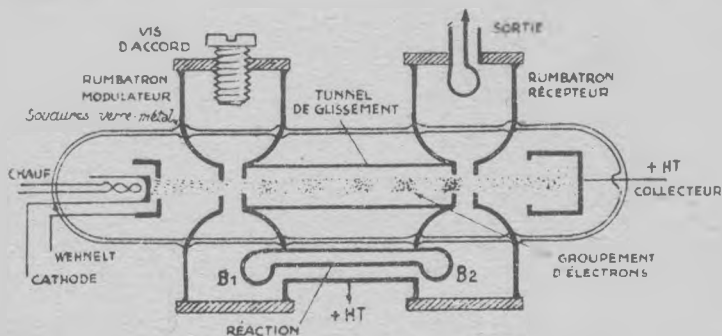


Fig. 167. — Un klystron oscillateur. Les deux cavités oscillantes sont couplées par les boucles B_1 et B_2 et accordées par des vis plongeantes. L'énergie oscillante est soustrée par une boucle.

injecter le signal, celle B_2 étant débranchée. Des commandes extérieures permettent de faire varier l'orientation des boucles de couplage, ou de modifier l'accord par variation du volume des rumbatrons.

Les resonatrons sont des klystrons modifiés capables de fournir de grandes puissances oscillantes en hyperfréquence (des dizaines de kilowatts). Les résonateurs creux y sont accordés par déformation. On y utilise le phénomène de l'émission secondaire pour multiplier les électrons à l'arrière, et de ce fait la puissance oscillante.

109. — Le magnétron.

Dans sa forme primitive, ce puissant oscillateur à hyperfréquence était une double diode spéciale que nous allons

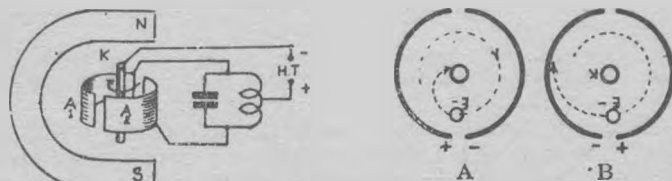


Fig. 168. — Principe du magnétron. En A, l'électron qui aborde tangentiellement une plaque négative ralentit. En B, il aborde une plaque positive et accélère.

examiner (fig. 168). Autour d'une cathode cylindrique reliée au — HT sont disposées deux plaques demi-cylindriques raccordées aux deux extrémités d'un circuit oscillant relié

au + HT. Un puissant champ magnétique constant est entre-tenu suivant l'axe des électrodes par un aimant ou une bobine.

Les électrons qui quittent la cathode sont attirés par l'anode et suivraient des directions radiales s'il n'y avait pas de champ magnétique. Mais celui-ci les sollicite perpendiculairement à la direction de leur déplacement, ce qui incurve leur trajectoire. Cette force déviatrice est égale au produit de la charge de l'électron, de sa vitesse et de l'intensité du champ. Donc, les électrons tournent en rond autour de la cathode quand ils ont atteint une vitesse critique réglable par la tension anodique. Si cette vitesse diminue, la force incurvante diminue aussi et l'électron se rapproche des plaques en suivant une spirale. Si la vitesse augmente, la force incurvante augmente et l'électron retourne en spirale vers la cathode.

Mais faisons osciller le circuit, les plaques prennent alternativement un potentiel négatif et positif qui se superpose à la + HT. Un électron qui, dans sa ronde circulaire, passe devant la séparation des deux plaques au moment où celle qu'il aborde devient *négative*, reçoit un coup de frein qui l'en rapproche. S'il passe tout près, il tombe dessus, et sa charge grossit celle de la plaque qui devient plus négative. Autrement dit, l'électron cède son énergie à la plaque, donc au circuit. Comme beaucoup d'électrons en font autant, ses pertes sont compensées par cet apport d'énergie et l'oscillation s'amplifie. Au contraire, lorsqu'un électron aborde tangentiellement une plaque en train de devenir positive, il augmente sa vitesse et le champ magnétique en profite pour le renvoyer sur la cathode, où son choc d'arrivée arrache de nouveaux électrons qui amplifient le phénomène.

Le magnétron moderne, imaginé par Randall et Boot pour les besoins du radar, a plusieurs paires de plaques réunies par des cavités résonnantes autour de la cathode et dont

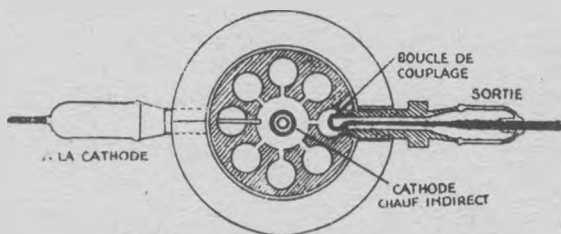


Fig. 169. — Coupe d'un magnétron à cavités dans son enceinte à vide. Il est normalement placé entre les pôles d'un puissant aimant.

les polarités alternées s'inversent périodiquement. En fait, ces cavités sont taillées dans un bloc de cuivre (*fig. 169*) et les lèvres constituent les plaques séparées par une fente étroite. Pour égaliser les potentiels oscillants des plaques de même polarité, les lèvres paires sont réunies entre elles de même que les impaires par une connexion équipotentielle massive. L'énergie oscillante est extraite par une boucle de couplage. Après amorçage, la cathode n'a plus besoin d'être chauffée, car le bombardement électronique se charge de la maintenir à l'incandescence.

Le magnétron à cavités est capable de donner, en régime d'impulsions, une puissance instantanée énorme. On en construit qui débitent jusqu'à 2.500 kilowatts sur une longueur d'onde de 10 cms — soit la puissance d'une centrale électrique s'exerçant pendant une courte fraction de seconde dans une enceinte exiguë.

LES OSCILLATEURS A RELAXATION

Nous abordons ici des oscillations sans circuit oscillant et qui ne sont apparentées à la sinusoïde que par la grâce du théorème de Fourier (*). Le principe en est simple : on accumule de l'énergie, le réservoir se vide brusquement quand un certain niveau est atteint et cela recommence. La fréquence dépend du débit d'énergie et de la capacité maximum du réservoir qui détermine sa vidange — d'où le nom d'oscillateur à relaxation, c'est-à-dire à relâchement.

La porte qui grince, le bruit d'échappement d'un moteur, la fontaine intermittente, la vibration d'une anche de saxophone sont des phénomènes du même ordre. Les oscillations sont toujours très riches en harmoniques.

Les oscillations électriques de relaxation répondent au même schéma. On y trouve toujours une capacité qui se charge et se décharge.

Les oscillateurs à relaxation reçoivent d'importantes applications, justement à cause de la forme de leur onde et des nombreux harmoniques qu'elle véhicule (par exemple, les bases de temps des oscilloscopes et des téléviseurs, pour déplacer le spot à vitesse constante). Ils se laissent aisément synchroniser par une tension alternative même faible qu'on leur injecte lorsque la fréquence de celle-ci est voisine de la leur.

110. — Oscillateur à néon (fig. 170).

Il est basé sur le fait qu'un tube à deux électrodes contenant un gaz monoatomique raréfié, tel que l'argon ou le néon, devient conducteur quand on lui applique une tension dite d'ionisation, parce que les atomes perdent un électron superficiel qui est attiré par l'anode tandis que l'ion restant est

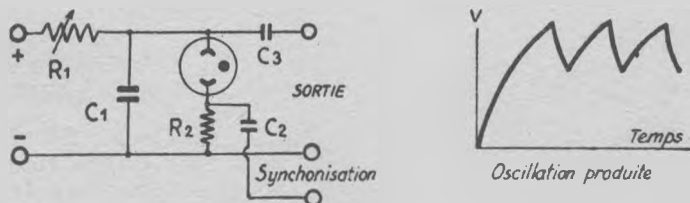


Fig. 170. — Oscillateur au néon.

attiré par la cathode. Il en résulte un véritable court-circuit, le gaz s'illumine, et le phénomène ne cesse que lorsque la tension entre électrodes est descendue plus bas que la

(*) Voir PRÉCIS D'ELECTRICITÉ, § 50.

tension de désionisation, où les ions peuvent fixer l'électron manquant. Avec le néon, l'écart des deux tensions atteint une trentaine de volts.

Le schéma est simple. Une source de tension continue d'environ 130 volts (variable suivant le tube utilisé) charge le condensateur C_1 par l'intermédiaire de R_1 . La tension monte exponentiellement aux bornes de C_1 (voir § 38). Quand elle atteint celle d'ionisation du néon, le tube s'illumine et devient un court-circuit qui décharge C_1 à travers R_2 , jusqu'à la tension de désionisation où la décharge s'arrête, et le phénomène recommence. La fréquence des charges et décharges est d'autant plus faible que la constante de temps $R_1 C_1$ est plus grande. On recueille la tension des oscillations par l'intermédiaire de la faible capacité C_2 .

Si on désire synchroniser l'oscillateur à l'aide d'une tension alternative de fréquence voisine, il suffit de l'appliquer aux bornes du résistor R_2 qui freine la décharge, via C_2 . La tension de crête de ce signal de synchronisation, s'ajoutant à celle déjà atteinte par C_1 , déclenche la décharge à chacune de ses périodes.

Mais la forme de l'onde et surtout sa faible variation de tension (30 volts) limitent les applications de cet oscillateur simple.

111. — Oscillateur à thyatron (fig. 171).

Un thyatron n'est autre chose qu'une triode ou une tétrode où le vide est remplacé par un gaz monoatomique (argon, hélium) très raréfié. La plaque étant positive et la grille polarisée au-delà du cut-off, aucun courant ne passe. Mais si le potentiel de grille devient suffisant pour laisser passer un courant anodique, celui-ci bondit brusquement à une valeur élevée et la grille perd tout contrôle, même si

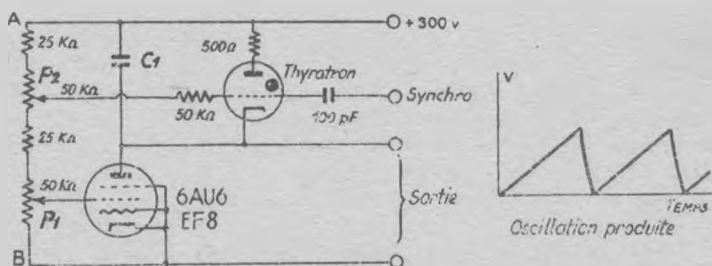


Fig. 171. — Oscillateur à dents de scie par thyatron. La présence de gaz dans le thyatron est indiquée par un gros point noir ou des hachures.

on la rend très négative. Le courant-plaque ne s'arrête que si la tension anodique s'annule pendant un instant.

Voici ce qui s'est passé : les premiers électrons traversant l'espace cathode-anode bousculent les atomes de gaz et leur arrachent des électrons périphériques qu'ils entraînent, ce qui grossit le courant anodique. Les atomes ainsi mutilés, devenus ions positifs, sont attirés par la grille et la cathode, ils forment une gaine positive autour de la grille et annulent

son pouvoir d'arrêt même si on la rend négative. Ceux qui arrivent à la cathode ne se contentent pas d'annuler sa charge spatiale qui s'opposait au départ des électrons, ils la bombardent et en arrachent de nouveaux. Le courant anodique prend une allure explosive, c'est un arc véritable qui se produit et qui équivaut à un court-circuit que seule l'annulation de la tension anodique peut arrêter.

Encore faut-il que cette annulation dure assez longtemps pour permettre au gaz de se désioniser. Si l'ionisation ne demande que quelques microsecondes pour se produire, la désionisation prend un millième de seconde.

Entre la cathode et l'anode, nous ne trouvons plus le flux d'électrons bien disciplinés des tubes à vide, où ils suivaient sagement aux lignes de force du champ électrique. Ici, c'est la cohue, le chaos : on se bouscule, on se tamponne, il y a des myriades de collisions par millimètre cube, les électrons se fraient un chemin comme ils peuvent dans un sens pendant que les ions positifs lourds se déplacent lentement en sens inverse et récupèrent parfois l'électron qui leur manque, en dégageant l'énergie reçue par le choc ionisant sous forme d'une onde lumineuse. Ce chaos qui remplit presque tout l'espace cathode-anode est le *plasma*, où s'agitent à peu près autant d'électrons que d'ions positifs. La tension y est d'environ + 15 volts au-dessus de la cathode, elle tombe très rapidement de + 15 à 0 volt dans la gaine cathodique mince où les électrons affluent au plasma.

Cette chute de tension très faible entre cathode et anode, par l'intermédiaire du plasma, est remarquablement constante. Si elle avait tendance à s'élever, les électrons accéléreraient et bombarderaient plus violemment les atomes gazeux, ce qui augmenterait l'ionisation et réduirait la chute de tension.

Dans un thyatron, où les électrons ne vont pas en ligne droite, on s'arrange pour que la cathode ne se refroidisse guère pour économiser le chauffage qui a surtout lieu par le bombardement ionique. Le rôle de la grille n'étant qu'effacé, on lui fait blinder la cathode par surcroît, elle prend la forme d'un tunnel entre la cathode et l'anode, qui est petite. Ces deux fonctions de la grille — blindage et contrôle — ont été séparées dans le *thyatron-tétrode*, où la grille est protégée contre l'élévation de température capable de lui faire émettre des électrons et d'arrêter son contrôle, et contre la naissance de courants-grille dangereux pour son circuit. Pour éviter la destruction de la cathode par un bombardement trop intense, une résistance-frein doit exister dans le circuit anodique pour limiter l'intensité à une valeur fixée par le fabricant.

Le thyatron permet d'obtenir des oscillations de tension beaucoup plus grandes et une stabilité bien meilleure que le tube à néon. La figure 171 représente un oscillateur pouvant fournir la tension « en dents de scie » nécessaire au déplacement horizontal du spot d'un oscilloscope, c'est-à-dire une tension alternative croissant linéairement et s'annulant brusquement. Une telle tension se produit aux bornes d'un condensateur qu'on charge par un courant constant et qu'on court-circuite périodiquement.

Pour assurer la charge à courant constant du condensa-

teur C_1 , il suffit de le mettre dans le circuit anodique d'une pentode : on sait en effet que le courant-plaque ne dépend que de la tension d'écran, qu'on règle par le potentiomètre P_1 qui fait partie du diviseur AB placé entre + et -HT. La décharge est assurée par un thyatron dont l'écart entre V_p et V_g est réglé par le potentiomètre P_2 . Quand la tension de charge de C_1 est suffisante, le potentiel de la cathode est assez voisin de V_g pour amorcer la décharge, puis le cycle recommence. La synchronisation s'obtient en injectant la tension synchronisante entre grille et cathode. La fréquence est réglée par P_1 et C_1 , l'amplitude par P_2 qui commande la tension de décharge. A cause du temps de désionisation — 1/1000 de seconde avec l'argon — la fréquence maximum ne dépasse pas 50 KHz. On fait cependant des thyatrons à hélium tel que le tube EC 50 qui se désionisent plus vite et permettent de monter plus haut en fréquence, mais qui sont moins stables.

112. — Multivibrateur (fig. 172).

Nous avons ici deux tubes amplificateurs où chacun envoie le produit de son travail dans la grille de son collègue. Comme chaque tube inverse la phase du signal injecté dans sa grille, le signal amplifié arrive à chaque grille juste avec la phase voulue pour réagir positivement, donc entretenir les oscillations.

Une variation infinitésimale de tension à l'une des grilles suffit pour déclencher la danse. Par exemple, une infime

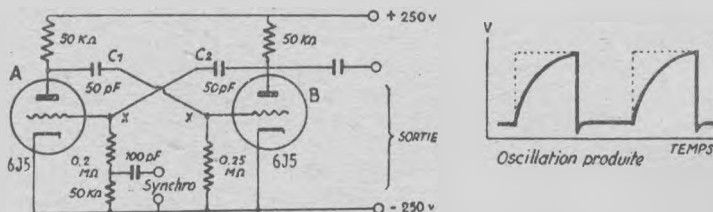


Fig. 172. — Multivibrateur symétrique.

variation *positive* de la grille du tube A est amplifiée et inversée par lui, elle rend *negative* la grille de B qui l'amplifie pour rendre la grille A encore plus positive, et ainsi de suite. Tout ceci se passe instantanément, comme une explosion : la grille de A devient très positive, celle de B très négative jusqu'au cut-off. A ce moment, B cesse d'amplifier et son courant-plaque s'annule tandis que celui de A est maximum.

Mais la charge de C_1 et C_2 qui maintenait les grilles positive et négative se perd rapidement dans les résistances de grille et les tensions-grilles varient donc en sens inverse pour s'annuler. Quand le point est atteint où l'amplification redevient possible, cette variation *devenue négative pour la grille A et positive pour la grille B* reproduit le phénomène ci-dessus, sauf que les deux tubes inversent leurs rôles : c'est la grille de B qui devient subitement très positive,

tandis que celle de A atteint le cut-off négatif qui la bloque, et tout recommence comme au début.

La fréquence est déterminée par la constante de temps des R et C de grille, les capacités du câblage, la tension d'alimentation, les caractéristiques des tubes utilisés (remplaçables par les deux moitiés d'un seul tube 6SN7 par exemple). On peut la faire varier depuis quelques cycles par minute jusqu'à des centaines de KHz.

Le multivibrateur se synchronise aisément. En mettant des résisteurs de 0,25 M entre les grilles et les points X, l'onde de tension devient carrée (pointillé du graphique).

De nombreuses variantes de ce montage ont été réalisées.

113. — Oscillateur à grille bloquée (fig. 173).

Il y a bien d'autres oscillateurs à relaxation utilisant divers phénomènes : effet dynatron, surcouplage, grille isolée, etc. Nous terminerons par la description rapide du « blocking » très utilisé en télévision.

C'est en somme un oscillateur autodyne dont le « circuit oscillant » a un très grand rapport L/C, car il n'y a d'autre

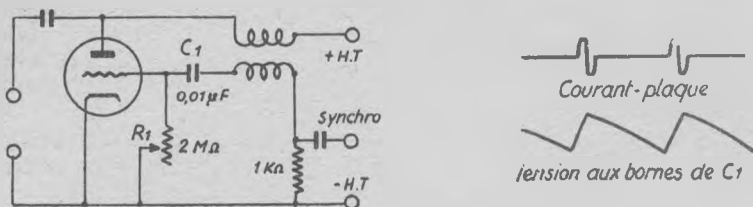


Fig. 173. — Oscillateur à grille bloquée (blocking).

capacité d'accord que celle répartie, avec un couplage très serré entre grille et plaque. D'autre part, une très forte résistance de fuite de grille isole presque celle-ci de la cathode. Résultat : quand l'oscillation commence, la grille devient vite très négative, ce qui réduit l'oscillation — mais la constante de temps élevée $R_1 C_1$ ne permet pas à la grille de devenir instantanément moins négative et c'est le cut-off qui bloque l'oscillation. C_1 se décharge alors dans R_1 , la tension-grille remonte, l'oscillation reprend et ainsi de suite. Le courant-plaque est fait de courtes impulsions et de longs blocages, tandis que la tension aux bornes de C_1 varie en dents de scie. La fréquence propre des bobines accordées par leur capacité répartie doit être beaucoup plus élevée que celle désirée.

XIII. — LA MODULATION



Le train d'ondes sinusoïdales formé par l'oscillateur ne contient que des wagons vides qu'il s'agit de charger avec ce qu'on attend à l'autre bout du monde : paroles, musique, images. C'est le rôle de la modulation.

Ce livre n'étant pas un traité d'émission, nous nous bornons à exposer rapidement les principes de base de la modulation d'amplitude, seule utilisée dans notre pays si l'on excepte quelques émetteurs expérimentaux et la télévision.

114. — Profondeur de modulation.

L'anatomie d'une onde modulée en amplitude a été exposée au § 8. Comme la modulation seule est utilisée par le récepteur qui se débarrasse de l'onde porteuse par la détection, il y aurait intérêt à moduler le plus profondément possible cette porteuse afin d'obtenir le maximum de puissance

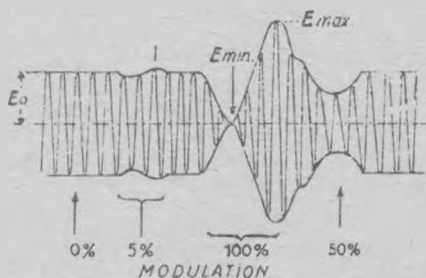


Fig. 174. — Profondeur de modulation (n.°).
 $m \text{ en crête} = \frac{E \text{ crête} - E_0}{E_0}$

utilisée à l'arrivée pour le minimum de puissance dépensée au départ. Mais on se heurte à des difficultés.

D'abord, cette modulation à 100 % où l'onde porteuse est

annulée aux crêtes négatives de modulation n'est possible que pour les *fortissimi* de la musique ou de la parole — et encore, car il faut prévoir une marge de sécurité d'au moins 5 % si on veut éviter la mutilation des crêtes (fig. 174). Cela signifie que la modulation moyenne ne peut guère dépasser 45 %, car la musique ne tonitruer pas sans arrêt, il y a de légers *piani* où la modulation est presque égale à zéro.

D'autre part, la puissance instantanée fournie par l'émetteur est proportionnelle au carré de l'amplitude instantanée de l'intensité, comme le veut la loi de Joule. Il en résulte qu'aux crêtes de modulation à 100 %, où l'amplitude du signal est double de la porteuse, la puissance fournie à l'antenne doit être quatre fois plus grande que pour les *piani*. Or, il est difficile d'assurer une modulation fidèle avec de tels écarts de puissance *demandés au modulateur* et non à l'oscillateur. Pour ces raisons, on ne dépasse guère 30 % de modulation. Les meilleures émissions sont faiblement modulées.

115. — La modulation par la plaque.

Si nous faisons varier la tension-plaque d'un oscillateur au rythme de la parole ou de la musique, l'amplitude des oscillations variera de même. L'onde sera modulée. On peut obtenir ainsi une modulation aussi profonde qu'on le désire avec une excellente fidélité. Malheureusement, la fréquence propre de l'oscillateur varie avec la tension anodique, ce qui n'est permis qu'à titre expérimental. Au contraire, on demande à l'oscillateur d'être stable en fréquence et de fournir une oscillation strictement sinusoïdale qu'on module ensuite.

Un oscillateur répondant à ces exigences ne peut être ni puissant ni modulé. On utilise presque toujours un oscillateur à quartz qui ne fournit qu'une puissance de quelques watts, c'est le *maître oscillateur* qu'on met soigneusement à l'abri de tout ce qui pourrait faire varier sa fréquence en le blindant complètement et en maintenant la température

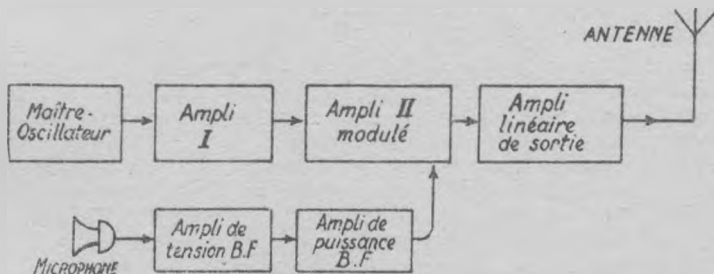


Fig. 175. — Schéma simplifié d'un émetteur.

constante, surtout celle du quartz. En ondes courtes où il faudrait utiliser des quartz ultra-minces, on préfère partir d'une fréquence raisonnable et la multiplier par 2, 3 ou 4 au moyen d'un générateur d'harmoniques, qui n'est autre

qu'un amplificateur en classe C accordé sur l'harmonique désiré et dont le tube est réglé pour favoriser sa production.

La tension à haute fréquence ainsi produite est amplifiée par plusieurs étages, généralement en classe C, pour obtenir le meilleur rendement, car les watts à haute fréquence coûtent cher. C'est la dernière plaque de cet amplificateur — ou les dernières plaques en push-pull — qui est modulée par variation de la tension-plaque.

La puissance modulée disponible est ensuite transmise à l'antenne émettrice, à moins qu'on ne s'en serve pour exciter les grilles d'un amplificateur final à grande puissance qui ne peut être de la classe C, parce qu'il s'agit maintenant d'éviter toute distorsion.

Tel est le schéma simplifié d'un émetteur à modulation-plaque (*fig. 175*).

● La figure 176 montre le principe de la modulation-plaque, simplifié pour la clarté en remplaçant l'ampli push-pull par un simple tube et en supprimant le dispositif de neutralisation. On voit que les plaques du tube amplificateur et du tube modulateur sont alimentées en parallèle. Les variations instantanées d'intensité anodique du modulateur, bloquées par la self à fer d'arrêt BF, produisent des varia-

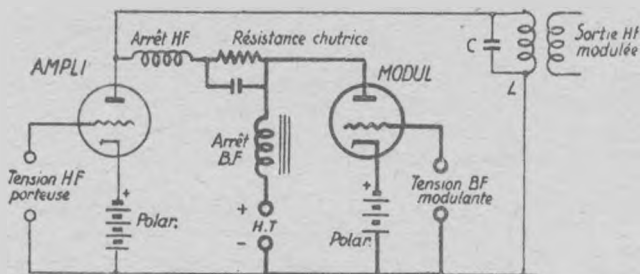


Fig. 176. — Principe de la modulation par la plaque.

tions opposées de l'intensité anodique de l'amplificateur, la somme des deux courants restant sensiblement constante. A cause de la résistance chutrice dans le circuit d'alimentation de l'amplificateur, sa tension-plaque varie comme la modulation et l'onde porteuse amplifiée se trouve modulée en amplitude. La bobine d'arrêt HF empêche l'intrusion de l'onde porteuse dans l'alimentation et le modulateur.

Pour éviter la distorsion de la modulation de l'onde porteuse, l'impédance du circuit oscillant LC et la tension d'excitation injectée dans la ou les grilles de l'amplificateur en classe C sont réglées de telle façon qu'aux crêtes positives de modulation, la tension-plaque aux crêtes négatives de l'oscillation HF soit aussi faible que possible (*E min.*, *fig. 177*).

Celle des crêtes positives est alors double de V_p au repos pour une modulation à 100 %. Sans cette précaution, les crêtes de modulation seraient mutilées.

Il résulte de ceci que la puissance nécessaire pour produire l'onde porteuse est fournie par l'amplificateur, tandis

que celle des bandes latérales de modulation est fournie par le modulateur. Ce dernier doit donc avoir une puissance au moins égale à celle de l'amplificateur. Par exemple, un ampli classe C capable de fournir une onde porteuse de 10 kws

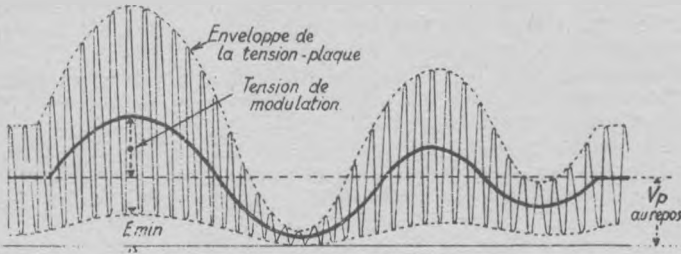


Fig. 177. — Variations de la tension-plaque par la modulation.

avec un rendement anodique de 60 % doit avoir une puissance de plus de 18 kws. Pour produire des pointes de modulation de 100 %, le modulateur doit fournir instantanément 30 kws, et en moyenne la moitié de la puissance de l'amplificateur, soit 9 kws.

Le modulateur doit amplifier sans distorsion les signaux fournis par le microphone. On utilise des amplificateurs en classe A ou AB, car la condition de fidélité ne permet guère l'emploi de la classe B. Dans ces conditions, le rendement global de la modulation par la plaque est faible.

116. — La modulation par la grille.

L'amplitude des oscillations sortant d'un amplificateur en classe C peut aussi être contrôlée en faisant varier la polarisation de la grille. Il suffit pour cela de superposer à la polarisation fixe la tension BF fournie par l'amplificateur du microphone.

Comme on l'a vu au § 101, le tube est réglé pour que la

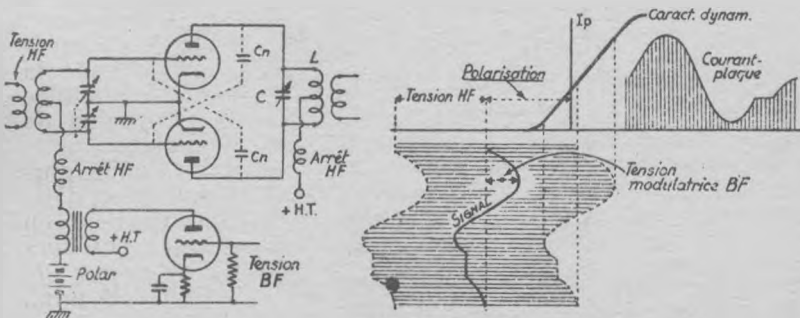


Fig. 178. — Principe de la modulation par la grille.

C_N sont les condensateurs de neutralisation.

tension-plaque soit aussi faible que possible aux crêtes positives de la tension-grille afin d'obtenir le rendement maximum à la plaque. En outre, le courant-grille doit être réduit

au minimum, car il distrait de l'énergie qui est perdue pour les crêtes de l'onde modulée, d'où distorsion. Enfin, le tube doit être capable de fournir une puissance oscillante instantanée quatre fois plus grande que la puissance non modulée, car les crêtes de modulation doublent le courant-plaque instantané (voir *fig.* 178).

La modulation par la grille demande peu de puissance du modulateur, car c'est l'amplificateur qui fournit la tension porteuse et celle des bandes latérales de modulation. Mais son rendement est faible, parce que la tension-plaque de crête en l'absence de modulation doit être inférieure à la moitié de la haute tension disponible si l'on veut que celle-ci ait une réserve suffisante pour suivre les crêtes de modulation. On arrive cependant à augmenter le rendement par l'usage d'un dispositif de contre-réaction, qui permet de régler l'amplificateur pour obtenir le maximum d'énergie à haute fréquence sans se préoccuper beaucoup des distorsions produites, puisqu'elles sont compensées.

117. — Autres systèmes de modulation.

● Pour les petites puissances, la triode de la figure 178 peut être remplacée par une pentode, où l'injection de la tension modulatrice se fait entre la cathode et la grille d'arrêt ou supprimeur. En effet, cette grille d'arrêt polarisée négativement crée devant elle une charge spatiale formant cathode virtuelle, ce qui lui permet d'agir comme la grille d'une triode modulatrice en tandem avec la pentode amplificatrice.

● Le circuit Doherty comporte deux tubes en parallèle chargés par un même circuit oscillant (*fig.* 179) et il rappelle un peu le push-pull, car l'un des tubes reçoit le même signal

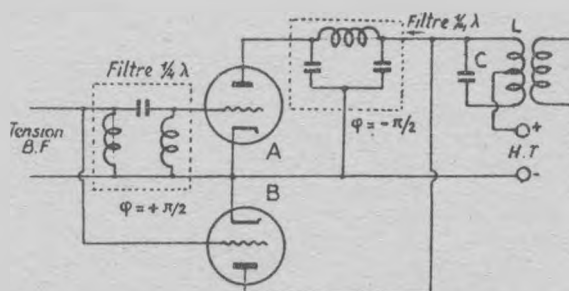


Fig. 179. — Principe du circuit Doherty.

que l'autre tube, mais déphasé de 90° par un filtre déphaseur dit « quart d'onde ». Bien entendu, son courant-plaque est également déphasé de 90° , mais on le remet en phase avec celui de l'autre tube à l'aide d'un autre filtre quart d'onde.

Le tube A ainsi muni de ses deux filtres se croit chargé par une impédance double de celle que lui oppose réellement le circuit oscillant LC, si bien que sa tension-plaque maximum est atteinte quand l'onde non modulée est appli-

quée à l'entrée de l'amplificateur. Par contre, le tube B est polarisé de telle façon que cette onde non modulée ne donne qu'un courant-plaque insignifiant : il fonctionne à la limite de la classe C.

Mais injectons la tension modulatrice BF. Le tube A, qui travaille à plein sur l'onde porteuse, ne peut s'occuper de cette nouvelle cliente. Par contre, le tube B se réveille et fournit l'énergie nécessaire aux bandes de modulation. Les deux amplitudes se rejoignent dans le circuit oscillant qui les totalise. On obtient ainsi un rendement anodique qui peut atteindre 60 %.

● En utilisant un oscillateur à quartz pour synchroniser un oscillateur plus puissant, celui-ci peut être modulé par la plaque à la façon d'un amplificateur en classe C, avec un bon rendement et une excellente fidélité. Mais les variations du courant-plaque tendent à faire varier la fréquence, malgré la synchronisation.

Il existe encore d'autres méthodes de modulation, mais nous en resterons là pour le moment.

118. — Les microphones.

Les principales caractéristiques d'un microphone sont :

1. Sa *sensibilité*, qu'on exprime par rapport à un étalon ou « niveau de référence ». Primitivement, c'était une tension de 1 volt produite dans un circuit ouvert par une pression sonore de 1 dyne par cm^2 sur le microphone, qui est sensiblement la pression produite par une voix normale à 10 cms des lèvres. On préfère aujourd'hui se servir du « seuil d'audibilité », ou intensité sonore juste suffisante pour être entendue. Elle correspond à 6 milliwatts de puissance, soit 1,73 volts aux bornes d'une impédance de 500 ohms

La sensibilité s'exprime en décibels (voir chapitre XI). La règle est simple. Si le micro donne 6 milliwatts par dyne/cm^2 , la sensibilité est 0 décibel, et vous retranchez 10 décibels chaque fois que la puissance fournie est divisée par dix. Par exemple, un micro qui donnerait 6 microwatts par dyne/cm^2 , soit 1.000 fois moins que le niveau de référence, aurait une sensibilité de — 30 décibels.

2. Son *impédance de sortie*. Certains microphones comme celui à ruban l'ont très faible, tandis qu'elle est énorme dans celui à cristal ou à condensateur.

Il faut évidemment que l'impédance du microphone soit adaptée à celle d'entrée de l'amplificateur sous peine d'un rendement désastreux. C'est pourquoi les microphones à faible impédance doivent être couplés par un transformateur dont le rapport se calcule par la règle bien connue : c'est la racine carrée du rapport des deux impédances à marier.

3. Sa *courbe de réponse* aux fréquences de 16 à 10.000 cycles par seconde. Ce devrait être une droite bien horizontale, mais hélas... (fig. 180).

4. Sa *directivité*, c'est-à-dire la variation de la sensibilité suivant l'orientation de la source sonore par rapport au microphone. Certains microphones sont sourds sur leur face postérieure (unidirectionnels), d'autres sont également sensibles en tous sens (omnidirectionnels).

On représente la caractéristique directionnelle par un *diagramme polaire*. Autour du microphone comme centre, on

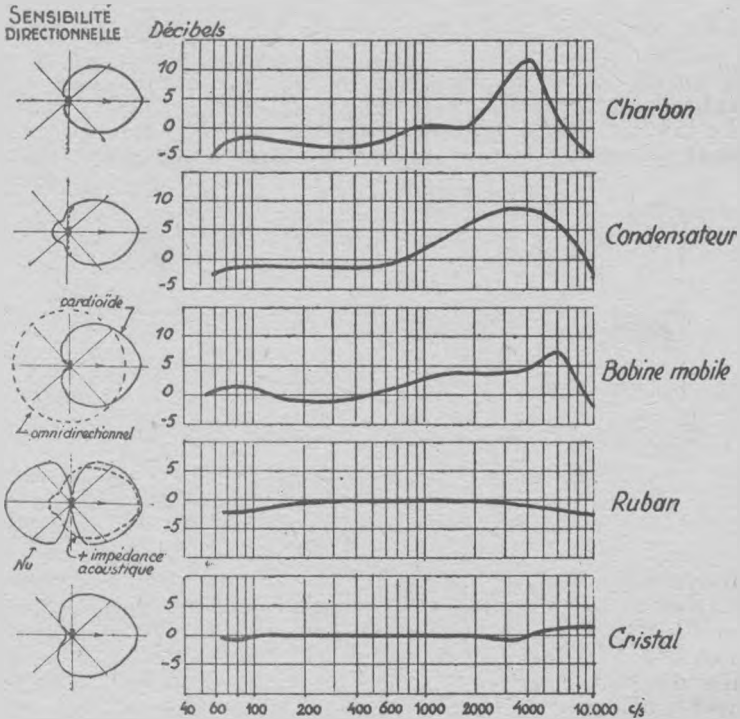


Fig. 180. — Courbes de réponse de quelques microphones.

(D'après Alexandre Wood, Acoustics.)

trace en toutes directions du plan horizontal des rayons proportionnels à la sensibilité, et on réunit les extrémités par une courbe. La figure 180 donne pour chaque microphone représenté la courbe polaire de sensibilité directionnelle. Hâtons-nous d'ajouter que la courbe varie énormément d'une marque à l'autre et dépend pour un même type des baffles ou réflecteurs qui l'équipent.

En plaçant un microphone unidirectionnel au foyer d'un réflecteur parabolique en bois, sa face active dirigée vers le réflecteur, il est possible de « cueillir » des sons produits à 20 ou 30 mètres dans un rayon de 1 m. 50 seulement, en éliminant les sources sonores voisines.

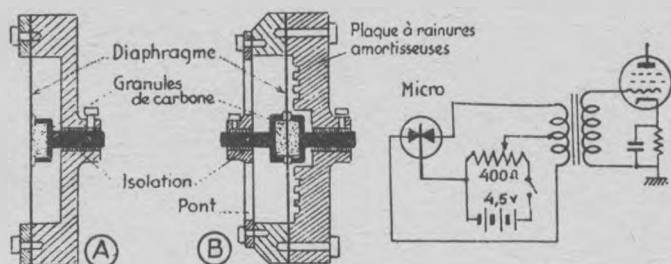
● L'âme d'un microphone est un organe dont une propriété électrique est modifiée par les déformations ou déplacements que lui imposent les vibrations sonores. On a même réalisé une lampe-microphone où le flux électronique est

plus ou moins « obturé » par la vibration d'une électrode se prolongeant à l'extérieur après avoir traversé un diaphragme (Obturatron RCA-5734). Toutefois, les microphones habituellement utilisés se ramènent à cinq types : le charbon, le ruban, la bobine mobile, le cristal et le condensateur.

119. — Le microphone à charbon.

C'est l'ancêtre. Il est basé sur la variation de résistance de contact présentée par des granules de charbon quand on fait varier la pression de ce contact. Les réalisations sont nombreuses, nous en examinerons deux très répandues.

Le microphone à simple bouton (A, fig. 181) comporte une cupule pleine de grains de carbone sur lesquels appuie un



F.g. 181. — Microphones à charbon.

A. Simple bouton.
B. Double bouton.

diaphragme métallique tendu, avec interposition d'un anneau amortisseur en feutre entre la cupule et le diaphragme. Quand le diaphragme vibre sous la pression variable des ondes sonores, il comprime plus ou moins les granules et la résistance du tout varie en synchronisme avec le son. Si nous introduisons cette résistance pulsatile dans le circuit primaire d'un transformateur avec une source de tension en série, le courant varie comme la résistance, donc comme l'onde sonore et nous trouvons aux bornes du secondaire une tension alternative qui traduit le son et que nous pouvons appliquer à l'entrée d'un amplificateur.

Dans le microphone à double bouton (B, fig. 181) le diaphragme est tendu pour résonner sur 5.700 Hz et il est amorti par une plaque massive postérieure très proche et creusée de rainures, d'où formation d'un matelas d'air anti-remous. Il est placé entre deux cupules pleines de grains calibrés de carbone, afin d'éviter la dissymétrie de réponse entre les deux alternances des ondes sonores.

Nous citerons encore le microphone de Reisz, qui consiste en une large cuvette basse taillée dans un bloc de marbre, pleine de granules de carbone simplement retenus par une mince membrane de mica. Aux deux extrémités d'un diamètre de la cuvette, deux électrodes prennent contact avec les granules : le courant est donc transversal. C'est l'un des meilleurs modèles.

Les microphones à charbon sont robustes, relativement

bon marché et très sensibles (niveau — 30 décibels) et leur impédance de sortie est faible, ce qui permet d'éloigner le microphone de l'amplificateur. Mais leur courbe de réponse est irrégulière, ils donnent un souffle ou bruit de fond gênant et les graves ont tendance à s'agglomérer en réduisant la sensibilité. Ils ont en outre besoin d'une source de tension.

120. — Le microphone à ruban.

Il consiste en un très mince ruban en alliage d'aluminium, long de 50 millimètres, large de 3 millimètres et ondulé, qui flotte dans l'entrefer d'un puissant aimant dont les lignes de force sont perpendiculaires à sa longueur. Comme ce ruban est très léger et peu tendu, sa fréquence propre d'oscillation est inférieure à celle du son le plus grave, il n'y a donc pas de phénomène de résonance acoustique. Il est « emporté par le vent » des vibrations de l'air dont il suit les variations, d'où le nom de *microphone à vélocité* qui est parfois donné à cet appareil (fig. 182).

Ces déplacements dans l'entrefer coupent les lignes de force du champ uniforme, ce qui fait naître dans le ruban

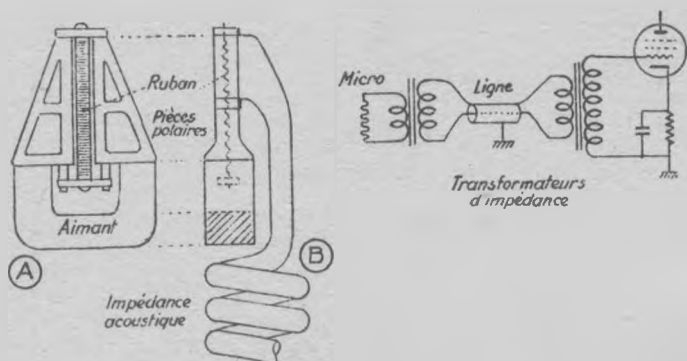


Fig. 182. — Microphones à rubans.

A. Simple, à vélocité, bidirectionnel.

B. Avec amortisseur acoustique, unidirectionnel.

une force électronique proportionnelle au déplacement et du reste très faible — quelques millièmes de volt au maximum. C'est donc un microphone peu sensible (niveau — 80 db) mais très fidèle, sans bruit de fond et répondant aux fréquences très graves comme très élevées. Il a un effet directionnel très marqué perpendiculairement aux deux faces du ruban, alors que la sensibilité latérale est à peu près nulle. Il ne doit pas être utilisé à l'extérieur, car le moindre vent le fait palpiter et peut endommager le frêle ruban.

L'effet bidirectionnel est souvent une gêne. Pour rendre l'appareil sensiblement unidirectionnel, on divise le ruban en deux sections dont l'une est libre sur les deux faces, tandis que la face postérieure de l'autre communique avec une « impédance acoustique » antirésonante qui freine également toutes les fréquences audibles. Une telle impédance acoustique est théoriquement un tuyau ouvert plus long que

la demi-onde de la fréquence audible la plus basse (11 mètres). En pratique, on le remplace par un labyrinthe ou cavité divisée en longs zigzags à parois feutrées, ou par un tuyau roulé en bobine et rempli de touffes de laine.

Le microphone à ruban a une très faible impédance (une fraction d'ohm), ce qui exige l'emploi d'un transformateur d'adaptation de rapport très élevé, ou plutôt d'une transformation d'impédance en deux temps.

121. — Le microphone à bobine mobile.

C'est le cousin germain du haut parleur électrodynamique. Il a comme lui une bobine suspendue dans un champ magnétique annulaire fourni par un puissant aimant et entraînée par un diaphragme sur lequel s'exerce la pression des ondes sonores. Les mouvements du diaphragme sont freinés par l'air qu'il comprime ou raréfie dans un faible espace communiquant avec l'air libre par d'étroits passages qui jouent le rôle de résistances acoustiques.

Sa sensibilité est habituellement assez faible (— 60 db). Il ne donne pas de bruit de fond, mais il est sensible au vent. Il a une bonne courbe de réponse, il est robuste, son impédance de sortie oscille de 200 à 25.000 ohms, suivant la fabrication.

Indiquons en passant qu'un haut-parleur dynamique à aimant en ticonal et petite membrane, tel que ceux qu'on utilise dans les récepteurs portatifs, constitue un microphone dynamique fort satisfaisant et très sensible.

122. — Le microphone à cristal.

Il est basé sur les propriétés des cristaux piézo-électriques (§ 105). On utilise de minces plaques de sel de Seignette dont les faces sont recouvertes d'une pellicule métallique formant électrode. Deux lames collées ensemble forment un « cristal

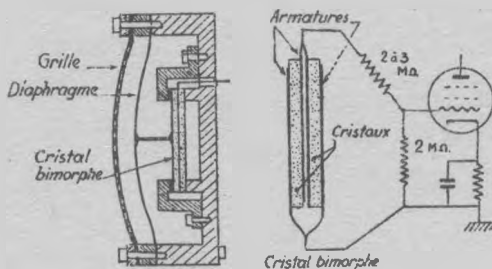


Fig. 183. — Microphone à cristal.

bimorphe ». Lorsqu'on courbe un tel cristal, celui qui est à l'extérieur de la courbe s'allonge, l'autre se contracte et il apparaît des charges de signe contraire sur les faces. En réunissant convenablement les quatre électrodes deux à deux, on totalise les charges et le cristal devient une source de tension alternative quand on le soumet à une onde sonore

qui le fait se courber dans les deux sens comme un diaphragme.

Le cristal bimorphe, très hygrométrique, est scellé sous membrane étanche. Etant de faibles dimensions, sa fréquence de résonance dépasse la limite supérieure audible. Comme la f. e. m. qui apparaît sur les électrodes est proportionnelle aux déformations, la courbe de réponse est presque rectiligne.

La figure 183 représente un microphone dont le cristal repose sur trois points périphériques et dont le centre est rendu solidaire, par un joug très léger, avec le centre d'une membrane tendue. Il est sensible (-50 db) et ne donne pas de bruit de fond, mais il craint la chaleur. L'impédance de sortie est très élevée, environ $0,2$ mégohm et de nature capacitive. Mais l'appareil est assez fragile.

Un autre type n'a pas de diaphragme, mais il est formé de plusieurs cristaux bimorphes réunis en parallèle et vibrant directement sous la pression des ondes sonores. La sensibilité est cent fois moindre (-90 db), mais la courbe de réponse est rectiligne et exceptionnellement vaste (depuis 1 cycle par seconde jusqu'aux ultra-sons) et l'instrument est robuste.

123. — Le microphone à condensateur.

Il est formé d'une armature fixe massive et creusée de rainures devant laquelle vibre à très faible distance une autre armature mince et tendue formant diaphragme. La capacité du condensateur à air ainsi formé varie avec le déplacement de la membrane qui répond aux ondes de pression du son. La masse d'air emprisonnée entre les électrodes sert d'amortisseur de vibrations et communique avec l'extérieur par un conduit formant résistance acoustique et fermé par un diaphragme auxiliaire.

On applique entre les armatures une différence de potentiel constante (polarisation). Les variations de capacité produisent des variations de tension correspondantes le long d'un résistor, qui agissent sur la grille d'entrée d'un amplificateur servant de socle au microphone.

Il n'y a pas de bruit de fond, la courbe de réponse est bonne, quoique les aiguës soient plutôt favorisées. La sensibilité qui était très faible (-90 db) a pu être portée à -60 db récemment, avec une courbe de réponse presque uniforme de 40 à 10.000 Hz. Mais c'est un instrument délicat et encombrant, à cause de son amplificateur qui ne peut le quitter.

XIV. LA CONVERSION DE FRÉQUENCE



Polypémon Procrustes
« Celui qui allonge en
tirant ».

PRÉCURSEUR DU
SUPERHÉTÉRODYNE.

Pour réaliser un récepteur sélectif et fidèle, nous avons vu qu'il faudrait recevoir exclusivement une bande de fréquences de 9 KHz sans affaiblissement des fréquences latérales — autrement dit, il faudrait une « courbe » de transmission parfaitement carrée. On peut approcher de cet idéal avec un amplificateur à haute fréquence à plusieurs étages résonnants accordés sur la fréquence de l'émission désirée et en faisant appel à un filtre passe-bande (§ 66), mais cela fait beaucoup de circuits à maintenir en parfaite syntonie malgré les changements d'accord pour passer d'une émission à l'autre.

Il n'y a pas si longtemps, on construisait encore de tels récepteurs dits « superinductance » — on se demande pourquoi — qui appliquaient tant bien que mal ce principe avec un ou deux étages HF avant le détecteur (fig. 184).

Les inconvénients de l'amplification directe du signal en haute fréquence sont assez sérieux. Pour séparer un émet-

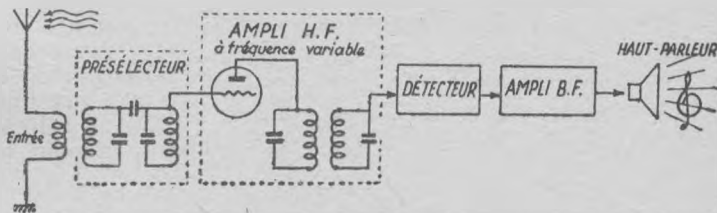


Fig. 184. — Principe d'un récepteur à amplification directe à haute fréquence.

teur éloigné du puissant poste local opérant dans la bande de fréquences immédiatement voisine, il faut théoriquement une « courbe » de transmission rectangulaire, large de 9 KHz, Ceci ne peut être obtenu qu'avec au moins quatre circuits oscillants rigoureusement accordés. Il faut donc accorder ensemble et sans déviation quatre condensateurs variables

sur chaque fréquence reçue. Malgré cela, la sélectivité ne peut être maintenue constante pour toute la gamme des émissions qu'il s'agit de recevoir. En outre, des difficultés nouvelles de stabilisation interviennent quand on veut utiliser plusieurs étages d'amplification HF, si bien qu'un récepteur à amplification directe est relativement peu sensible et peu sélectif, à moins de devenir délicat et coûteux.

Puisque les signaux collectés par l'antenne sont de fréquences trop voisines pour être aisément séparés, il faudrait trouver une astuce pour accentuer sans tarder l'écart de fréquence entre le signal désiré et ses voisins, et ensuite amplifier le premier avec autant de circuits accordés qu'il le faut, avec une astuce supplémentaire pour ne pas devoir modifier leur accord à tout bout de champ.

C'est ce qui fut réalisé par Lucien Lévy en changeant la fréquence du signal, à l'époque déjà lointaine où l'on fabriquait soi-même ses condensateurs variables et ses transformateurs BF. Aujourd'hui, presque tous les récepteurs de radio et de télévision sont basés sur ce principe fécond connu sous le nom de *superhétérodyne*.

124. — Principe du *superhétérodyne*.

Il y avait autrefois en Attique un bandit nommé Procuste ou Procruste qui avait imaginé un bien joli jeu pour se distraire quand il avait le cafard. Il étendait ses captifs sur un lit de fer qui lui servait de mesure, puis il raccourcissait ceux qui étaient trop longs et il allongeait ceux qui étaient trop courts.

L'idée maîtresse du *superhétérodyne* ressemble beaucoup à celle de Procuste. Par un procédé qu'il nous reste à imaginer, nous retranchons juste ce qu'il faut à la fréquence des signaux arrivant ensemble à l'antenne pour que le signal désiré soit ramené à une certaine fréquence fixée une fois pour toutes, dite « *moyenne fréquence* » (MF). Ce signal à fréquence réduite peut être commodément séparé des autres par un amplificateur comportant autant de circuits accordés qu'il faut et dont le rendement peut être excellent, car nous n'aurons jamais besoin de modifier leur accord (*fig. 185*).

Les avantages de cette méthode sont importants :

1. Au lieu de régler en même temps avec précision de nombreux circuits oscillants à chaque changement de programme, il suffit de dégrossir la gerbe de signaux de toutes fréquences fournie par le collecteur d'onde, afin de ne livrer passage qu'à quelques émissions de longueurs d'onde voisines. La présélection n'a plus besoin d'être aussi poussée que dans un poste à amplification directe.

2. Par la conversion, le pourcentage d'écart de fréquence entre deux émissions voisines se trouve considérablement augmenté, ce qui facilite leur séparation.

Par exemple, deux signaux de 1.000 et 1.010 KHz n'ont qu'un écart de fréquence de 1 %. Retranchons-leur 900 KHz, ils deviennent 100 et 110 KHz : leur écart de fréquence

atteint maintenant 10 %, ils deviennent aussi faciles à séparer que s'ils avaient eu primitivement 1.000 et 1.100 KHz.

3. Les signaux à onde courte, dont l'amplification directe est délicate à cause des fuites par les capacités parasites et des couplages indésirables, sont étirés sur le lit de Procuste et leur amplification devient un jeu d'enfant.

Après l'amplification en moyenne fréquence, le reste du récepteur est semblable à celui de la figure 185, le signal MF

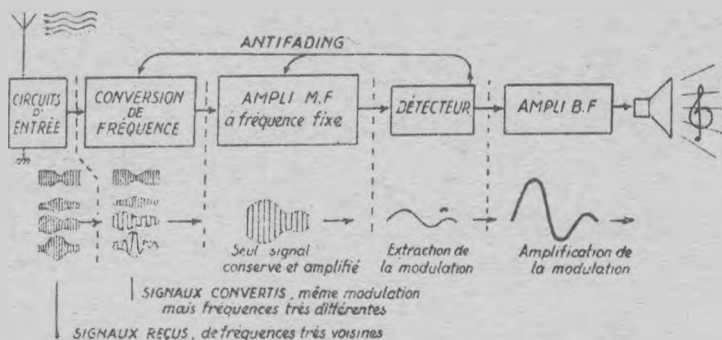


Fig. 185. — Principe d'un récepteur superhétérodyne.

est détecté, la composante continue est utilisée pour régler automatiquement la polarisation des lampes à pente variable précédentes afin de compenser le fading, tandis que la composante à basse fréquence de la modulation est d'abord amplifiée avec ou sans contre-réaction purificatrice, puis reçue par un haut-parleur qui la transforme en ondes sonores.

● Le changement de fréquence du signal est basé sur le phénomène d'interférence. Quand deux signaux de fréquences différentes s'ajoutent, il en résulte une oscillation à une fréquence intermédiaire (*), mais modulée à l'amplitude du plus faible, et la fréquence de cette modulation est égale à la différence des deux fréquences (fig. 186).

Par exemple, si un des signaux oscille à 1.000 KHz et l'autre à 1.472 KHz, la modulation aura la fréquence 472 KHz. Mais ce n'est qu'une modulation, et non un signal réellement présent. On peut comprendre sans mathématiques le mécanisme de cette modulation : quand les deux ondes sont en phase, leurs amplitudes s'ajoutent, mais un peu plus tard l'une des ondes s'est mise en retard sur l'autre et la somme des amplitudes diminue. Lorsque le retard est tel que les ondes sont en opposition de phase, les amplitudes se retranchent, ce qui donne le minimum de modulation, puis le retard augmentant encore, les deux signaux finissent par se remettre en phase pour reproduire le maximum qui est la somme des amplitudes.

Par analogie avec un phénomène semblable d'acoustique, ces variations périodiques d'amplitude portent le nom de battements.

(*) Il existe cependant quelques rares applications où la nouvelle fréquence après conversion est supérieure à celle incidente.

Si l'un des deux signaux était déjà modulé, la modulation produite par l'interférence des deux signaux suit les variations d'amplitude du signal : il y a *modulation de la modulation*.

Dans notre exemple ci-dessus, si le signal à 1.000 Hz est modulé à fréquence musicale, l'addition d'une forte oscillation sinusoïdale à 1.472 KHz nous fournit un nouveau signal à haute fréquence modulé à 472 KHz, et cette modulation est elle-même porteuse de la fréquence musicale (± 5 KHz). Mais ce signal complexe laisse indifférent l'amplificateur à

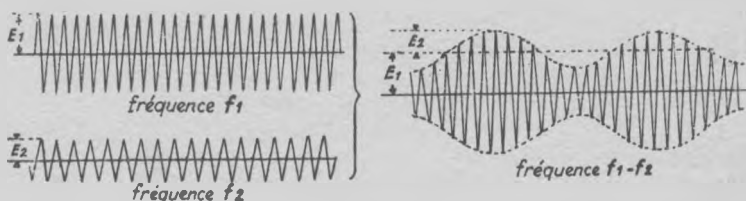


Fig. 186. — Interférence de deux signaux sinusoïdaux montrant les battements à la fréquence $f_1 - f_2$.

moyenne fréquence accordé sur 472 KHz, parce que toute variation positive de la tension à cette fréquence est compensée par une variation négative égale. Heureusement, nous connaissons le moyen de sortir de cette impasse : il n'y a qu'à supprimer cette fâcheuse compensation en supprimant par détection la moitié du signal.

Le courant issu de cette « détection de conversion » contient plusieurs composantes, dont les principales sont, avec les valeurs de l'exemple ci-dessus :

	Fréquence :
1. Un courant continu.....	zéro
2. Un courant à la fréquence porteuse du signal	1.000 KHz
3. Un courant à la fréquence ajoutée pour produire les battements d'interférence.	1.472 KHz
4. Un signal modulé de fréquence porteuse égale à la somme des deux fréquences interférentes	2.472 ± 5 KHz
5. Un signal modulé de fréquence porteuse égale à la différence des deux fréquences interférentes	472 ± 5 KHz
sans compter une multitude d'harmoniques de faible intensité.	

(*) Ceci résulte de la sommation de deux oscillations harmoniques de fréquences $f + \epsilon$ et $f - \epsilon$ supposées en phase à l'origine des temps :

$$A_1 \sin 2\pi(f + \epsilon)t + A_2 \sin 2\pi(f - \epsilon)t = (A_1 + A_2) \sin 2\pi(f + \epsilon)t + 2A_2 \cos 2\pi\epsilon t \sin 2\pi ft +$$

Le premier terme du second membre de l'égalité est une simple oscillation sinusoïdale à la fréquence de la composante la plus forte, il s'annule quand leurs amplitudes sont égales. Le second terme est le produit de deux oscillations à fréquences différentes, il équivaut à une oscillation de fréquence intermédiaire entre celles des composantes et dont l'amplitude varie à la fréquence 2ϵ entre 0 et A_1 .

Ce sont évidemment les signaux 4 et 5 qui nous intéressent, car ils sont les dépositaires de la précieuse modulation du signal original. Le dernier surtout est intéressant à cause de sa fréquence porteuse inférieure à celle dudit signal, ce qui facilitera son amplification. Remarquez en passant que nous aurions pu le produire en faisant interférer avec le signal original une fréquence auxiliaire de 528 KHz.

La séparation des 472 ± 5 KHz n'offre aucune difficulté. Il n'y a qu'à offrir tout le paquet à l'amplificateur MF accordé sur 472 KHz avec une bande passante de 10 KHz, qui retient ce qui est bon et rejette ce qui est inutile.

125. — Les convertisseurs additifs.

Pour réaliser le programme ci-dessus, il faut :

1. Un circuit accordé d'entrée, recevant le signal venant de l'antenne et favorisant la bande de fréquences du signal désiré. C'est le *présélecteur*, sommaire dans les récepteurs courants. Dans les récepteurs plus élaborés, on y trouve un filtre de bande réglable sur l'émission désirée, ou mieux un étage amplificateur HF accordé sur ladite émission.

2. Un oscillateur, appelé *hétérodyne*, pour fournir l'oscillation sinusoïdale à une fréquence présentant un écart constant avec celle du signal précédent. L'accord de l'oscillateur doit donc suivre celui du présélecteur comme son ombre.

3. Un organe qui additionne les deux signaux et détecte leur résultante. C'est habituellement une lampe dont on fait danser le flux électronique au rythme conjugué des deux signaux.

La figure 187 donne un exemple d'un tel convertisseur. L'hétérodyne, dont le circuit accordé est dans la grille, est

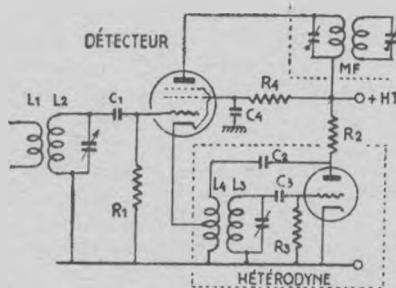


Fig. 187. — Convertisseur à deux tubes par détection (superhétérodyne).

chargé par R_2 . La réaction est assurée par le couplage de L_4 et L_3 , elle est dosée par C_2 qui règle l'amplitude des oscillations et par conséquent leur pureté. L_4 est dans le circuit-grille du tube détecteur puisque celui-ci comprend tout ce qui se trouve entre la grille et la cathode, et le circuit oscillant d'entrée s'y trouve également. Par conséquent, le signal venu de l'antenne et l'oscillation auxiliaire s'addi-

tionnent dans le circuit-grille. L'espace cathode-grille, agissant comme diode, détecte les oscillations (§ 81) grâce à la résistance de charge R_1 et au condensateur C_1 , et le tube se polarise automatiquement jusqu'au moment précis où le courant-grille se manifeste : cette polarisation négative atteint donc le double de la tension de crête de l'oscillation. Si l'oscillation locale est assez puissante, le cut-off de la grille est dépassé, la détection se fait par « courbure de plaque » (§ 80).

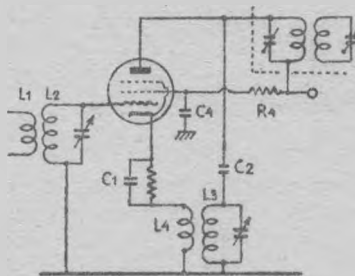


Fig. 188. — Convertisseur à un tube par détection.

La figure 188 représente un convertisseur de fréquence à un tube pentode qui cumule les fonctions d'oscillateur et de détecteur. La détection est tout à fait semblable à celle ci-dessus, R_1 et C_1 ayant simplement changé de place dans le circuit de grille, ce qui est sans importance. Les fonctions des organes et leurs indices sont les mêmes que dans la figure 187.

126. — Les convertisseurs multiplicatifs.

La conversion additive que nous venons de décrire a donné naissance à un nombre considérable de montages à un ou deux tubes que nous ne décrirons pas, parce qu'ils appartiennent au passé. On l'utilise encore en hyperfréquences, la détection étant généralement assurée par diode à germanium. Mais presque tous les convertisseurs modernes sont basés sur un principe un peu différent.

La conversion additive présentait en effet quelques inconvénients. Il fallait superposer les deux signaux dans le même circuit de grille, ce qui causait d'abord le rayonnement de l'oscillation locale par l'antenne. Le signal et l'oscillation auxiliaire étant couplés, cela pouvait marcher tant que le pourcentage d'écart de fréquence était assez grand. Mais dès qu'il fallut recevoir des ondes de plus en plus courtes, cet écart devint insuffisant d'autant plus qu'à l'époque la moyenne fréquence oscillait habituellement entre 130 et 180 KHz. Pour recevoir une onde de 20 mètres, dont la fréquence est de 15.000 KHz, on faisait interférer une oscillation locale de 15.150 KHz, soit un pourcentage d'écart de 1 % seulement — et le signal synchronisait l'oscillation locale dont la fréquence tâchait de « glisser » pour le rattraper (§ 103).

Pour réduire ce glissement de fréquence, on peut augmen-

ter la moyenne fréquence afin d'augmenter l'écart. C'est ce qui a été fait : les récepteurs actuels ont une moyenne fréquence comprise entre 400 et 500 KHz. Mais cette mesure n'aurait pas suffi à guérir le convertisseur des défauts signalés ci-dessus et de quelques autres. Ce qu'il fallait, c'était le découplage du signal incident et de l'oscillation locale. C'est ce qui fut tenté pour la première fois avec la bigrille changeuse de fréquence (*fig. 189*).

Ici, la lampe est amplificatrice, ses grilles étant polarisées négativement par rapport à la cathode (qui n'était qu'un filament). Mais elle est aussi oscillatrice par sa grille la plus proche de la cathode, dont le circuit-grille est accordé et couplé avec une bobine de réaction où passe le courant anodique. Le signal venu de l'antenne était injecté dans la grille la plus proche de l'anode. De ce fait, le couplage entre les deux oscillations était un peu diminué.

Mais ce montage était remarquable à un autre titre : *il changeait la fréquence sans détection*, et ceci fit bondir les théoriciens de l'époque. On écrivit des pages bourrées de calculs transcendants pour prouver que la conversion s'accompagnait nécessairement d'une détection, même si on n'en voyait pas le mécanisme — comme le firent au siècle dernier d'autres savants pour prouver qu'un avion ne pourrait jamais voler. Et pourtant il n'y avait pas de détection, et la conversion de fréquence avait cependant lieu. Les calculs étaient justes, mais leur base était fausse.

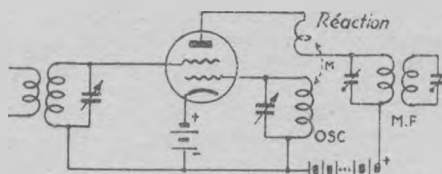


Fig. 189. — Le convertisseur bigrille.

La clef du mystère se trouve dans la pente de la grille 2, la plus proche de l'anode. On sait que l'amplification donnée par un tube est proportionnelle à sa pente (voir § 61). Or, la pente relative à la grille 2 n'est pas fixe, elle dépend du potentiel de la grille 1. En effet, la pente d'une grille exprime son influence sur la grandeur du courant-plaque. Si la grille 1 plus proche de la cathode devient très négative, la grille 2 a beau devenir positive, elle n'extraira pas beaucoup d'électrons.

Ceci vu, injectons dans la grille 2 la tension instantanée du signal V_2 . Le gain m étant proportionnel à la pente de cette grille, il apparaît à la plaque une tension mV_2 . Appliquons à la grille 1 la tension instantanée V_1 de l'oscillateur local. La pente de la grille 2 varie proportionnellement à cette tension, de même que le gain m , et nous pouvons écrire :

$$m = nV_1$$

En remplaçant par cette valeur le gain m dans l'expression ci-dessus, nous voyons que la tension apparaissant à la plaque est nV_1V_2 , ce qui prouve que *les deux tensions oscillantes se sont multipliées dans le tube et non ajoutées*.

Le même résultat serait obtenu en intervertissant les rôles des deux grilles.

Comment cette multiplication des deux oscillations peut-elle faire apparaître la moyenne fréquence ? La réponse se trouve dans une formule de transformation trigonométrique que rabâchent tous les collégiens :

$$\cos a \cos b = \frac{\cos (a + b) + \cos (a - b)}{2}$$

Si donc nous multiplions une oscillation sinusoïdale $A_1 \cos 2\pi ft$ par une autre $A_2 \cos 2\pi f't$, nous recueillons dans le circuit anodique :

$$\frac{A_1 A_2}{2} \left[\cos 2\pi t (f + f') + \cos 2\pi t (f - f') \right] \quad [33]$$

c'est-à-dire deux oscillations dont l'une a la *somme* et l'autre la *différence* des deux fréquences, comme dans la conversion additive. Si l'une des oscillations initiales était modulée, les résultantes le sont aussi.

● Mais le signal incident et l'oscillation locale restaient couplées par le flux électronique et les capacités internes du tube, sans compter que la plaque servait à la fois d'anode oscillatrice pour la grille 1 et d'anode amplificatrice pour la grille 2. Il en résultait un fâcheux glissement de fréquence, entre autres inconvénients. La bigrille descendait péniblement jusqu'à 200 mètres de longueur d'onde.

Pour y remédier, il fallait isoler la grille 2 du champ des autres électrodes, en l'entourant d'un écran anticapacitif suivant la technique de la lampe à écran, et utiliser une triode séparée pour l'oscillation locale, ou tout au moins une anode auxiliaire dans le même tube afin de séparer les fonctions.

C'est ainsi que sont nées les changeuses de fréquence spécialisées : l'heptode, l'octode et la triode-hexode qui sont étudiées plus loin.

127. — La pente de conversion.

On sait que la pente normale S d'un tube exprime la variation du courant-plaque par volt appliqué à la grille. Par analogie, on appelle *pente de conversion* S_c la variation de courant à *moyenne fréquence* produite par une variation du signal de 1 volt. Comme la pente normale, la pente de conversion s'exprime en milli-ampères par volt. Elle est évidemment inférieure à la pente normale, puisque la composante à moyenne fréquence utilisée n'est qu'une partie du courant-plaque.

En *conversion additive*, l'amplitude de la modulation produite par l'oscillation locale doit être suffisante pour donner une profonde modulation, mais sans excès pour ne pas dépasser l'admissibilité du tube qui ne passerait plus que les crêtes. Avec une détection parfaite, il reste les alternances positives ou les négatives, avec entre elles des vides d'une demi-période laissés par les alternances qui ont été éliminées. Dans ces conditions, la valeur *moyenne* du cou-

rant de moyenne fréquence résultant est égale au courant de pointe multiplié par $1/\pi$ ou 0,318, soit un peu moins de 32 % de ce courant.

La pente de conversion dépend donc de l'efficacité de la détection et de la profondeur de modulation, c'est-à-dire de l'amplitude de l'oscillation locale. Elle vaut normalement 0,3 à 0,4 fois la pente normale du tube.

En conversion *multiplicative*, la formule 33 du paragraphe 116 montre que l'amplitude de la composante MF peut atteindre la moitié de celle de l'oscillation. La pente de conversion du tube est donc plus grande qu'en conversion additive. Comme il est facile de le prévoir, l'amplitude optimum de l'oscillation est celle qui fait varier la pente de conversion de zéro au maximum. On la détermine à l'aide des tableaux ou des courbes publiées par les fabricants de tubes.

128. — Les convertisseurs modernes.

L'*HEPTODE* est un tube doté d'une cathode entourée de cinq grilles et d'une anode. Dans une première version qui connut une grande vogue (types 6A7, 6A8 et similaires) les deux premières grilles à partir de la cathode servent de grille et anode oscillatrice (*fig. 190*). Comme le montre la coupe des électrodes, la grille-anode 2 du tube 6A8 se réduit à deux tiges, afin de ne capter que 40 % environ du flux électronique.

Etant donné la position privilégiée de la grille 1, toute tension oscillante qu'elle reçoit module tout le flux, qui

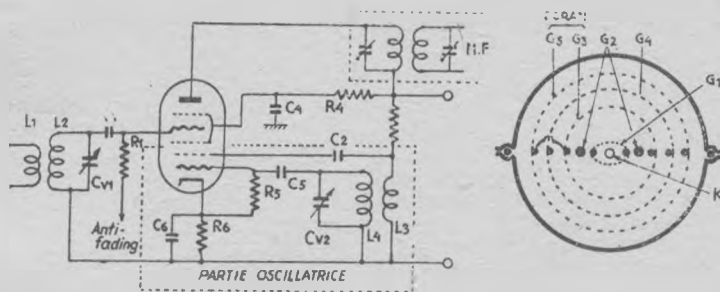


Fig. 190. — Conversion par heptode 6A7 ou 6A8.

traverse ensuite la grille 4, laquelle reçoit le signal descendu de l'antenne et filtré grosso modo par le présélecteur $L_1-L_2-Cv_1$.

Mais cette grille est électrostatiquement isolée de la partie oscillatrice et de l'anode par les grilles 3 et 5 formant écran, dont la tension positive est réglée à la valeur voulue par la résistance R_4 , avec découplage par C_4 . Il se produit une conversion multiplicative de fréquence qui apparaît dans le courant-plaque, où le transformateur d'entrée de l'amplificateur MF choisit le signal modulé dont la fréquence est la différence de celles du signal et de l'oscillation locale.

La polarisation moyenne du tube est assurée par R_6C_6 , mais le retour du résisteur de grille R_1 , au lieu de se faire

à la masse, se raccorde à la ligne d'antifading. Comme la grille 4 a un pas variable, la pente du tube varie avec la tension imposée par l'antifading et contribue ainsi à stabiliser l'audition.

Ces tubes ont une excellente pente de conversion pouvant atteindre 0,5 mA/V, mais des inconvénients apparaissent dès que la fréquence dépasse 10 MHz. Les électrons en route vers l'anode et oscillant à la fréquence locale de l'hétérodyne doivent en effet traverser la grille négative, qui les ralentit tous, en arrête beaucoup et même fait rebrousser chemin aux moins rapides d'entre eux. Il se produit donc devant la grille G_4 une charge spatiale fluctuante au rythme de l'oscillateur local et du signal injecté dans G_1 , dont une partie retourne vers G_2 et G_3 , où elle fait naître une tension en antiphasé qui réduit l'amplitude des oscillations, en même temps qu'elle y introduit la fréquence du signal, ce qui provoque par synchronisation le fâcheux glissement de fréquence. Pour ces raisons, la pente de conversion et la sensibilité dégringolent rapidement. Remarquez en outre qu'un puissant signal rend la grille 4 très négative par le jeu de l'antifading, ce qui amplifie encore l'inconvénient : l'oscillation locale diminue quand la tension de signal augmente.

Pour réduire cette perte de sensibilité aux hautes fréquences, on peut neutraliser ce couplage par charge spatiale à l'aide d'un petit C de neutralisation d'environ 1 pf, formé de deux courts fils isolés tordus ensemble, placé directement entre les grilles 1 et 4.

● D'autres heptodes plus modernes (6BE6, 6SB7Y, etc.), n'ont pas de grille anode oscillatrice, c'est l'écran qui en

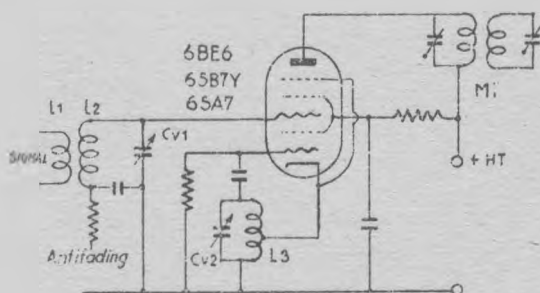


Fig. 191. — Convertisseur à heptode avec oscillateur Hartley utilisant l'écran comme anode.

tient lieu. Par contre, on y trouve une grille d'arrêt G_5 reliée à la cathode, comme dans les pentodes, ce qui augmente la résistance interne et la pente de conversion. Pour les mêmes raisons que dans la pentode, sa présence est importante pour les récepteurs « tous courants », où la tension anodique n'est pas plus grande que celle d'écran.

Ces tubes utilisent habituellement un montage oscillateur Hartley à une seule bobine à prise, comme on le voit sur la figure 191. Ils permettent la réception des ondes très

courtes, surtout le type 6BE6 miniature à cause de ses faibles capacités. La pente de conversion est excellente, surtout celle du type 6SB7Y, où elle peut atteindre 0,9 mA/V. La stabilité des oscillations a été obtenue en séparant par un artifice de construction le flux électronique en deux parties, l'un destiné à l'oscillation, l'autre à la modulation. Pour cela, les piliers de G_2 formant le premier feuillet de l'écran G_2-G_4 sont munis de deux gouttières formant collecteurs dont nous allons voir le rôle (fig. 192).

La cathode, G_1 et G_2-G_4 fonctionnent comme triode oscillatrice, si bien que le flux traversant G_1 est modulé à la fréquence locale, mais ce sont les collecteurs qui constituent surtout l'anode oscillatrice, à cause de leur surface et de leur proximité de la cathode. Il s'agit maintenant d'éviter autant que possible la formation d'une charge spatiale oscil-

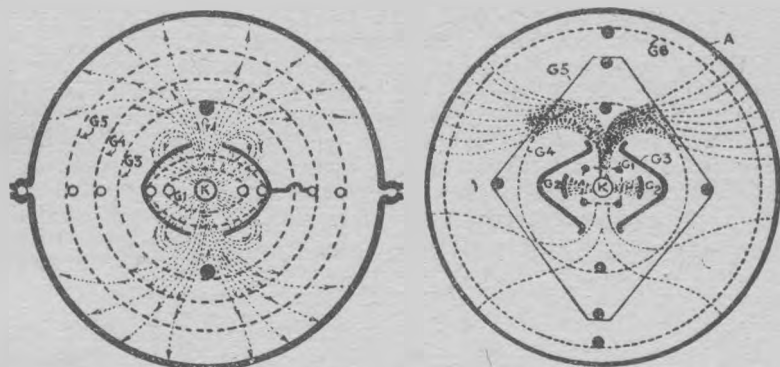


Fig. 192. — Marche des électrons dans une heptode 6SA7 (à gauche) et dans une octode EK3 (à droite).

lante devant la grille modulatrice G_3 , dont le potentiel négatif arrête et repousse des électrons vers la grille G_2 . A cet effet, les deux supports de G_3 sont juste au milieu des deux faisceaux passant entre les deux collecteurs : par leur potentiel négatif, ils fendent les faisceaux et dévient chaque moitié à droite et à gauche, si bien que les électrons refoulés retombent sur les collecteurs au lieu de retourner vers la grille 1 et la cathode, tandis que les autres continuent leur route vers la plaque en suivant des trajectoires incurvées.

Grâce à cette géométrie des électrodes, le signal et la polarisation ont un effet très faible sur la partie oscillatrice et le glissement de fréquence est réduit.

● Pour réduire l'indésirable couplage électronique entre les circuits réservés aux deux oscillations, sans devoir réduire l'amplitude des oscillations locales, une bonne solution consiste à utiliser un tube oscillateur séparé alimentant une heptode spéciale à cinq grilles concentriques comme la 6L7 (fig. 193). La stabilité de l'oscillateur ne dépend plus que de ses caractéristiques, car la fréquence du signal ne peut plus l'atteindre. A cause de son excellente stabilité aux

hautes fréquences, il est très utilisé quand les considérations de prix de revient n'interdisent pas l'emploi d'un tube oscillateur séparé.

Dans l'exemple de la figure, le tube mélangeur 6L7 est monté exactement comme une pentode amplificatrice qui serait chargée par le transformateur MF, sauf que sa grille 3 reçoit via C_2 la tension de l'hétérodyne séparée. Remarquez que le circuit oscillant L_2 - Cv_1 se referme par le condensateur C_1 de $0,05 \mu F$, ce qui permet d'appliquer la tension d'antifading à L_2 et de là à la grille 3.

L'hétérodyne est un oscillateur Colpitts qui utilise une pentode 6AU6 ou similaire. Mais tout autre oscillateur peut convenir.

L'OCTODE, avec huit électrodes actives dont six « grilles », peut être regardée comme une heptode du premier genre (6A8) à laquelle on aurait ajouté une grille d'arrêt. Dans les types évolués, tels que EK3, on retrouve les collecteurs et la division du flux électronique en faisceaux déviés décrits plus haut. La figure 192 montre bien l'analogie. Dans l'octode EK3, la grille formant anode oscillatrice est réduite à deux piliers plats, le premier feuillet de l'écran est constitué par les deux collecteurs et la grille modulatrice 4 a toujours ses deux piliers au milieu des deux faisceaux oscillants qui s'échappent des collecteurs.

La TRIODE-HEXODE, comme son nom l'indique, combine dans le même tube une triode oscillatrice et une

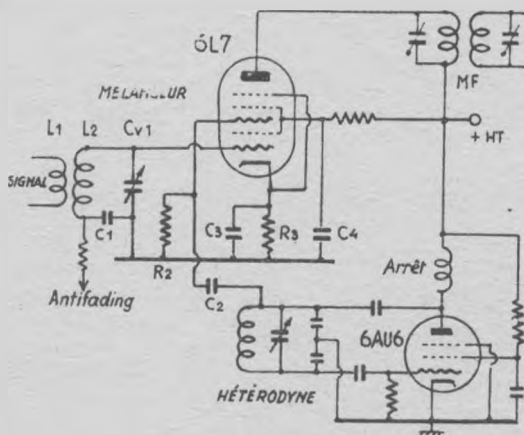


Fig. 193. — Convertisseur à mélangeur heptode et oscillateur Colpitts à pentode.

hexode modulatrice. Bien que la cathode soit commune aux deux éléments, les flux électroniques qui les concernent sont totalement séparés et ne peuvent se mélanger, grâce à des dispositions qui varient suivant le type. Par exemple, la triode n'occupe qu'une faible longueur à un bout de la cathode et l'hexode est construite autour de l'autre bout, ou bien la cathode méplate entourée de la première grille a une plaque triode plate devant une de ses faces, tandis que les

grille 2, 3 et 4 de l'hexode ainsi que sa plaque plane se trouvent devant l'autre face (6K8). Dans tous les cas, l'hexode a deux grilles actives, dont l'une est électrostatiquement isolée de l'autre par un écran qui l'enveloppe et qui reçoit un potentiel positif. Le signal venant de l'antenne est injecté dans l'une de ces grilles, tandis que l'autre est reliée à la grille oscillatrice.

La triode-hexode présente à un certain degré les avantages de deux tubes séparés, sa tension de souffle est faible et son oscillation est très stable, même aux fréquences élevées. Mais sa pente de conversion est un peu inférieure à

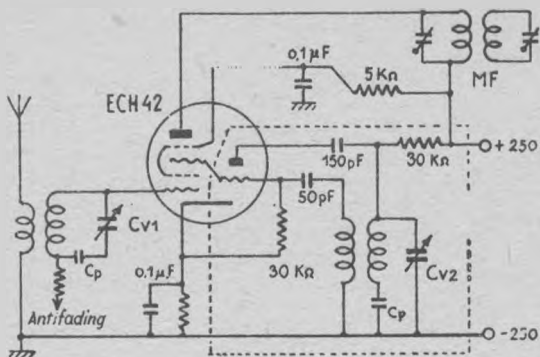


Fig. 194. — Convertisseur à triode-hexode.

celle qu'on peut obtenir d'une heptode moderne. Toutefois, les plus récentes triodes-hexodes miniatures atteignent 0,75 mA/V.

Ces tubes s'utilisent dans des montages semblables à ceux des précédents. La figure 194 représente un convertisseur bâti autour du tube miniature rimlock ECH 42.

129. — Caractéristiques des convertisseurs.

● La bande des petites ondes d'un récepteur accordée par la même bobine et le même condensateur variable s'étend de 195 à 560 mètres environ, soit une gamme de fréquences de 535 à 1.530 KHz. Le rapport des fréquences est donc de 1 à 3. Comme la bobine est fixe, la capacité doit varier suivant le carré de ce rapport, soit de 1 à 9, ce qui est le maximum pratiquement atteint à cause de la capacité parasite toujours présente (répartie et résiduelle du Cv).

La moyenne fréquence étant 455 KHz, proposons-nous de régler l'oscillateur local avec cet écart de fréquence *au-dessous* de celle du signal. Il devra osciller entre 80 et 1.075 KHz, soit un rapport de fréquences de 1 à 13,5, ce qui exige une impossible variation de capacité de 1 à 180 !

C'est pourquoi l'oscillateur local du changeur de fréquence est toujours réglé à une fréquence supérieure à celle du signal.

● L'étage convertisseur a un effet amplificateur, son gain est le produit de sa pente de conversion par la résultante de sa résistance interne et sa charge dynamique en parallèle.

Cette résistance dynamique est l'impédance du secondaire du transformateur MF rapportée au primaire.

● Une variation des tensions des électrodes, principalement celles de l'écran de la modulatrice et de l'anode oscillatrice, entraîne une variation de la fréquence locale qui peut devenir gênante en ondes courtes, en faisant varier la moyenne fréquence dans les récepteurs à commande unique.

● A cause de sa structure compliquée, un tube convertisseur est plus sujet que tout autre au bruit de fond dû aux fluctuations complexes du flux électronique, encore accentué par la faible pente de conversion. Au lieu de $1\mu\text{V}$ de tension de bruit de fond rapporté à la grille, comme dans une pentode amplificatrice à pente variable, une heptode ou une octode peuvent donner plus de $4\mu\text{V}$. A ceci s'ajoute l'agitation thermique dans les résistances et l'effet Schottky (§ 68).

Le souffle total est la somme géométrique de ces souffles partiels. Par exemple, si nous avons $4\mu\text{V}$ de bruit de tube et $2\mu\text{V}$ d'agitation thermique, cela fait au total la racine carrée de 4 au carré et 2 au carré, c'est-à-dire de 20. Le souffle total est donc équivalent à une tension bruyante de $4,5\mu\text{V}$ appliquée à la grille du tube.

Quand le convertisseur est précédé d'un tube amplificateur à haute fréquence, le souffle du tube convertisseur doit être rapporté à la grille du premier en le divisant par le gain du tube HF. Ce gain étant toujours élevé avec un étage HF accordé, le souffle du convertisseur en devient négligeable.

130. — La fréquence-image et les sifflements.

Voici un superhétérodyne dont le circuit de grille est accordé sur un signal de 1.000 KHz et l'oscillateur sur 1.120 KHz. Le battement inférieur d'interférence de 120 KHz correspond à la fréquence de l'amplificateur MF (moyenne fréquence) qui l'accepte, tandis qu'il rejette les autres battements produits par des signaux voisins qui sont entrés en contrebande dans le circuit d'accord trop complaisant. Supposons que parmi ces indésirables, il se trouve un signal qui ait 120 KHz *de plus* que l'oscillateur local, soit 1.240 KHz. Le circuit d'accord peu sélectif l'amoindrit sans l'éliminer tout à fait, le convertisseur le convertit et nous avons maintenant deux battements à 120 KHz dont le second est produit par la *fréquence-image* du signal accordé, c'est-à-dire la fréquence placée à égale distance de l'autre côté de la fréquence d'hétérodyne, comme l'image d'un objet vue dans un miroir se trouve à la même distance du miroir que l'objet.

Le battement à 120 KHz de cette fréquence-image entrera comme celui du signal accordé dans l'amplificateur MF, *quelle que soit sa sélectivité*. Une fois arrivée au convertisseur, cette fréquence de contrebande ne peut plus être éliminée. La séparation doit être faite dans les circuits qui le précèdent. C'est pourquoi les anciens superhétérodynes, dont la MF était accordée sur 120 à 170 KHz, avaient des circuits d'entrée très élaborés avec filtres passe-bande à

plusieurs condensateurs variables, ou encore des étages à haute fréquence à transformateurs accordés.

On peut grandement faciliter la tâche de ces circuits de présélection en augmentant la moyenne fréquence. Avec 455 KHz, standard actuel, la fréquence-image de notre signal de 1.000 KHz devient 1.910 KHz, soit un écart de 91 % au lieu des 24 % de tout à l'heure. Un présélecteur sommaire est suffisant en grandes ondes et petites ondes, mais les choses se présentent moins bien en ondes courtes. En effet, si nous voulons recevoir un signal de 30 MHz par exemple, la fréquence-image gênante est 30,91 MHz, soit un écart de 3 % seulement. C'est ce qui explique pourquoi un récepteur très sélectif (comme les postes de trafic destinés aux liaisons transocéaniques) est toujours muni d'un présélecteur soigné, ou mieux d'au moins un étage à haute fréquence à filtre de bande qui présente en outre l'avantage de protéger le récepteur contre la transmodulation (§ 67, 6) et de soustraire le convertisseur aux variations de charge de son circuit d'entrée imposées par l'antenne aux différentes fréquences.

Mais revenons à notre superhétérodyne du début dont nous décalons *légèrement* le bouton d'accord qui commande à la fois la fréquence d'accord et celle d'hétérodyne pour leur conserver le même écart. Comme le circuit d'accord est peu sélectif, les mêmes signaux entreront sans se gêner. Par contre, l'oscillateur est dérégulé et il oscille par exemple sur 1.119 KHz au lieu de 1.120. Que deviennent nos deux battements ? Voici :

— le battement normal aura $1.190 - 1.000 = 119$ KHz

— le battement-image aura $1.240 - 1.119 = 121$ KHz

que l'amplificateur MF, bon garçon, acceptera tous deux à cause de sa bande passante de 10 KHz, et la détection révélera leur écart de 2 KHz sous la forme d'un superbe sifflement. Remarquez que cet écart varie deux fois plus vite que la fréquence de l'oscillateur, la hauteur du sifflement varie donc deux fois plus vite que l'accord. C'est ce qui fait la rapidité du balayage et la caractéristique « pi...ouit » du sifflement-image des anciens supers.

Or, l'ampli MF admet une bande de 115 à 125 KHz afin de respecter les notes aiguës. Dès lors, il n'est plus nécessaire d'avoir exactement 240 KHz d'écart entre les deux signaux. Par exemple, des signaux de 1.000 et 1.230 KHz donneront toujours le sifflement-sirène variable avec la rotation du bouton, et 1.250 KHz siffleront avec le signal désiré de 1.000 KHz avec une hauteur variable quand l'accord de l'oscillateur balayera une plage de fréquences de 5 KHz centrée sur 1.125 KHz. Et ainsi de suite.

Les « pi...ouit » se succèdent sur le cadran. A ceci s'ajoutent maintenant les harmoniques.

Lorsque l'écart des deux ondes incidentes est non pas le double, mais exactement égal à la fréquence MF, il se produit une fréquence de battement égale à la moitié de la MF quand l'accord de l'oscillatrice est au milieu. Bien entendu, ce battement ne sera pas admis par les transfos MF, mais leur harmonique double le sera, et le moindre écart d'accord fera naître le sifflement caractéristique.

Il en est de même, du reste, lorsque l'onde gênante diffère de la fréquence d'oscillatrice de la moitié ou du tiers de la

MF, ou lorsque l'écart des deux ondes incidentes est à peu près la moitié ou le tiers du *double de la MF* : il se produit des harmoniques second ou troisième qui font résonner les transfo MF et produisent un sifflement très rapidement variable.

Quant à l'oscillatrice, surtout si elle est ancienne, elle produit des harmoniques prolifiques en battements siffleurs... Et les émetteurs rapprochés aussi... Et un harmonique supérieur de la moyenne fréquence peut fort bien être renvoyé dans les circuits haute fréquence, avec la complicité d'un couplage parasite, pour interférer avec l'onde incidente et procréer l'indésirable sifflement. Comme on le voit, un super ne manque pas de bonnes raisons quand il veut se mettre à siffler, et du reste les vieux supers ne s'en privaient guère.

L'adoption d'une fréquence MF aux environs de 455 KHz a heureusement changé cela. Mais pourquoi ne pas élever encore cette moyenne fréquence, puisque le remède est si efficace ? Pour plusieurs raisons. D'abord, cette fréquence convient particulièrement à la réalisation d'un amplificateur à haut gain, stable, sans complications. D'autre part, la MF ne doit pas être choisie dans la gamme des fréquences qu'on veut recevoir, car il y aurait des oscillations parasites dues à la réaction entre les circuits HF et MF. On a donc libéré autant que possible la fréquence de 455 KHz de toute émission, afin de la réserver à la moyenne fréquence standard.

Cependant, certains récepteurs de trafic qui travaillent sur la bande inférieure à 540 KHz ont une MF très supérieure, de même que ceux spécialisés dans la réception des ondes ultra-courtes (30 à 300 MHz) où la MF atteint de 5 à 50 MHz. De même, la moyenne fréquence utilisée en télévision est comprise entre 13 et 45 MHz, en choisissant les plages étroites où l'on éprouve le minimum d'interférence avec les émetteurs à ondes courtes. Le choix de fréquences aussi élevées pour la MF en télévision est imposé par la large bande passante nécessaire pour respecter la modulation (plusieurs mégahertz).

131. — L'amplificateur à moyenne fréquence.

C'est lui, et non l'ampli HF précédant éventuellement le convertisseur, qui est chargé de fournir le gain nécessaire avant la détection, parce qu'il s'acquitte de cette tâche beaucoup mieux et à meilleur compte. L'étage à haute fréquence n'en est pas moins désirable pour les raisons indiquées plus haut.

L'amplificateur MF n'a généralement qu'un étage dans les récepteurs de radiodiffusion, mais il peut en comporter plusieurs dans les postes plus élaborés, les récepteurs spéciaux pour ondes courtes et les téléviseurs. C'est un amplificateur à filtres de bande (§ 66), dont le ou les tubes à pente variable sont soumis à l'action de l'antifading. Un seul étage est moins cher, mais deux valent mieux qu'un, parce que le gain de chacun peut être maintenu plus bas, ce qui se traduit par une moindre distorsion des signaux puissants et une meilleure courbe de sélectivité, comme nous le verrons plus loin.

Les circuits d'entrée et de sortie des étages MF sont géné-

ralement des transformateurs à primaire et secondaire accordés et couplés au voisinage de l'optimum (fig. 195). Le dernier de ces transformateurs alimente le détecteur qui lui demande de la *puissance*, alors que les précédents ne doivent fournir aux grilles que de la *tension*. Pour obtenir les meilleurs résultats, il doit donc être spécialement étudié pour tenir compte de cet amortissement.

Les transformateurs utilisés dans les récepteurs de radio-diffusion sont généralement constitués par deux nids d'abeille accordés soit par un condensateur variable, soit par un noyau magnétique en fer divisé qui se visse plus

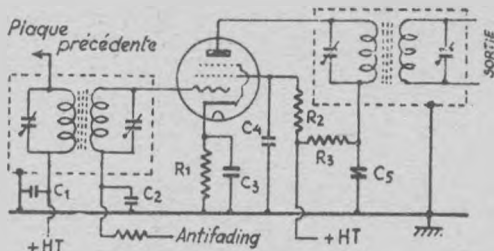


Fig. 195. — Amplificateur à moyenne fréquence.
 C_1, C_3, C_4, C_5 : Condensateurs de découplage (0,1 F).
 R_1 : polarisation (suivant tube).
 R_2 : chute de tension d'écran.

ou moins profondément, le tout sous blindage soigneusement joint à la masse du châssis pour éviter les interactions avec les organes voisins.

Pour obtenir le maximum de sensibilité par étage, le facteur Q des circuits primaire et secondaire doit être élevé, d'où l'emploi du fer divisé pour le circuit magnétique, du fil divisé pour les bobines et parfois de petits condensateurs ajustables à air pour l'accord. Les tubes sont des pentodes, afin de donner un haut gain avec le maximum de stabilité. Malgré l'emploi des pentodes, il reste cependant un couplage résiduel entre les circuits de plaque et de grille, car le blindage des bobines n'est pas intégralement efficace et le montage serré crée des capacités parasites. Il en résulte une réaction positive qui peut rendre l'étage instable. Si elle est faible, elle augmente la sensibilité et la sélectivité, mais d'un seul côté de la courbe de résonance qui devient dissymétrique.

Pour séparer nettement les émetteurs qui se succèdent à 9 KHz d'écart, il faudrait théoriquement une courbe de sélectivité en forme de rectangle parfait, centré sur la MF nominale et la débordant de 4,5 KHz de part et d'autre, ce qui assurerait la reproduction des aiguës jusqu'à 4.500 périodes par seconde. Hâtons-nous de dire qu'une telle courbe de sélectivité serait difficile à réaliser et qu'elle n'est même pas désirable, car la moindre variation de la fréquence de l'oscillateur local due à la température, au vieillissement ou à un léger dérèglement décalerait la moyenne fréquence réelle par rapport à la bande passante de l'ampli MF, d'où mutilation des aiguës d'un seul côté de celle-ci. On se contente généralement de réaliser une courbe à flancs raides et

sommet aplati en couplant un peu au-dessus du couplage critique le primaire et le secondaire accordés sur la MF nominale (§ 66), comme le montre la figure 196-I.

Lorsque les exigences sont plus grandes, comme c'est le cas en télévision où il faut amplifier uniformément une très large bande de fréquences, trois méthodes peuvent être utilisées :

1° On surcouple fortement les deux circuits accordés sur la même fréquence, ce qui donne la courbe élargie à deux

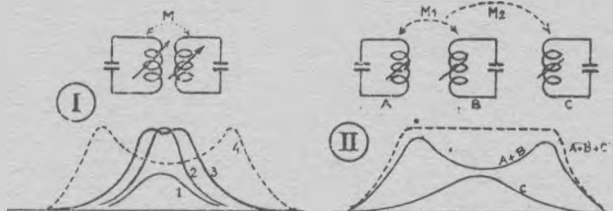


Fig. 196. — Transformateurs MF à très large bande.

- I. Deux circuits couplés par inductance mutuelle M .
 1. Faible couplage. — 2. Couplage critique ($\omega M/R = 1$).
 3. Surcouplage. — 4. Surcouplage important.

II. Trois circuits couplés et accordés sur la même fréquence. A et B sont très surcouplés ($\omega M/R > 1$). Le troisième circuit C est faiblement couplé et amorti (faible Q).

bosses 4 (fig. 196-I), et on amortit les circuits (faible Q), ce qui rabote les bosses et réduit le gain ;

2° On couple deux à trois circuits accordés sur la même fréquence (fig. 196-II). A et B sont surcouplés, tandis que B est sous-couplé avec C qui est amorti ;

3° Quand il y a deux étages à moyenne fréquence, donc trois transformateurs, on ne les accorde pas sur la même fréquence, mais sur trois fréquences légèrement décalées.

● Pour séparer deux émissions distantes de 9 KHz, notre ampli devrait donc couper net tout ce qui dépasse de part et d'autre de la MF nominale. Oui, mais la fidélité n'y trouve pas son compte, car elle demande ± 10 KHz pour assurer la transmission des aiguës et des transitoires.

Quand on reçoit un puissant émetteur local, on n'a pas besoin d'une grande sélectivité, car le contrôle de puissance réduit à peu de chose l'interférence des émetteurs éloignés. Par contre, on désire le maximum de fidélité.

Il n'y a qu'un moyen de concilier la sélectivité et la fidélité : rendre variable la sélectivité, autrement dit élargir ou rétrécir la bande passante suivant les besoins. On y arrive par plusieurs procédés : modification du couplage entre primaire et secondaire, magnétique ou capacitif — amortissement des circuits par résistance court-circuitable ou éliminable — adjonction aux transformateurs d'une troisième bobine couplée, amortie ou légèrement désaccordée, dont on ouvre ou ferme le circuit, etc.

132. — La commande unique du convertisseur.

Les récepteurs modernes n'ont qu'une seule commande pour régler à la fois les circuits oscillants qui précèdent le

convertisseur et l'hétérodyne de celui-ci. La difficulté n'est pas bien grande pour les premiers puisqu'ils s'accordent tous sur la même fréquence. Il suffit (*fig. 197*) d'avoir des bobinages identiques et de les accorder avec des condensateurs variables identiques, en tandem sur le même axe, avec des condensateurs d'appoint réglables (trimmers) ou un

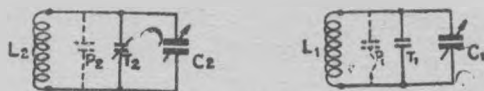


Fig. 197. — Principe de l'alignement haute fréquence.

L_1 et L_2 sont les selfs des deux circuits, C_1 et C_2 leurs condensateurs variables, T_1 et T_2 leurs trimmers, P_1 et P_2 leurs capacités parasites. Avec des circuits peu amortis, le produit de la self par la capacité totale doit être le même pour tous les circuits. Donc, si L_2 est plus grand que L_1 , par défaut d'étalonnage, ou P_2 plus grand que P_1 , c'est par la variation des trimmers qu'on pourra rétablir l'égalité, puisque C_2 est toujours égal à C_1 .

noyau magnétique vissable dans les bobinages afin de compenser les inévitables différences de caractéristiques et des capacités réparties qui ne figurent pas sur les schémas, mais n'en existent pas moins.

Reste l'hétérodyne dont le circuit oscillant doit avoir un écart de fréquence constant avec les autres circuits, quel que soit l'écart de réglage. S'il n'y avait qu'une seule gamme d'onde, il suffirait de mettre sur le même axe que les autres un C variable avec des lames profilées pour donner la loi de variation. Mais il faut autant de jeux de bobinages que de gammes d'ondes, ils sont mis successivement en parallèle avec le condensateur qui les concerne, par un commutateur de gamme.

Dans ces conditions, le condensateur spécial d'oscillation est inapplicable, car sa loi de variation fixée une fois pour toutes ne peut convenir à des bobinages aussi différents. Il a fallu trouver autre chose.

On a donc utilisé pour l'oscillateur un condensateur exactement semblable aux autres et on l'a monté sur le même axe. On a mis moins de spires à la bobine oscillatrice qu'aux autres dans chaque gamme, afin d'augmenter la fréquence d'une quantité sensiblement égale à la MF. Puis on s'est occupé de supprimer, ou tout au moins de minimiser les écarts. Voyons ce qui se passe figure 198. En traçant les courbes de variation de fréquence des circuits d'accord et d'oscillation quand on tourne l'axe commun des CV, nous voyons qu'elles ne sont pas également espacées. Il est grand au début parce que la self d'oscillation est faible et la capacité aussi, mais il devient faible à la fin parce que l'action de la self n'est plus prépondérante.

Par un choix judicieux de la valeur de la self d'oscillation, on peut s'arranger pour avoir exactement l'écart voulu (MF) au milieu de la courbe : c'est le point 1, pour lequel le réglage ou *alignement* des circuits est correct. Il s'agit maintenant de réduire la fréquence de l'oscillateur au début de la gamme (quand le CV est au minimum de capacité) et au contraire de l'augmenter à la fin (quand le CV est au maximum).

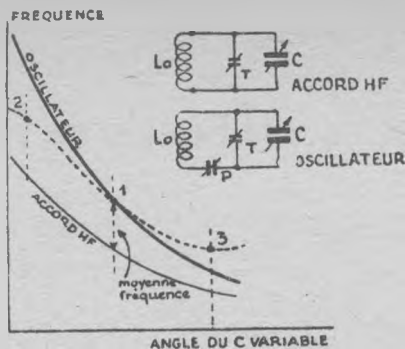


Fig. 198. — Principe de la commande unique.
 C = condensateur variable, T = trimmer, P = padding.

Au début, on réduit aisément la fréquence en augmentant la capacité d'accord ou la self. Il suffit pour cela de mettre *en parallèle* sur chaque bobinage une capacité d'appoint réglable appelée trimmer qui s'ajoute à celle du CV, ou bien de visser un peu le noyau magnétique du bobinage s'il en a un, ce qui nous donne un second point 2 d'alignement correct (courbe pointillée). A la fin de la course des CV, il faut au contraire augmenter la fréquence de l'oscillateur, ce qui s'obtient en réduisant la capacité d'accord. Pour cela, on met *en série* avec chaque bobinage une capacité réglable assez importante P appelée « padding ». On sait que la capacité totale de deux C en série est plus faible que celle de chacun d'eux : donc, le padding diminue la capacité du condensateur variable grossie du trimmer. Son action est négligeable au début, parce que la capacité de C + T est faible devant P. Elle est importante en fin de course, comme on peut le voir par un calcul simple.

Si C et P sont les capacités en série, la capacité résultante est $CP / (C + P)$. Supposons que C varie de 1 à 10, tandis que P est fixé à 5.

Au début, la capacité résultante est $1 \times 5 / 1 + 5 = 5/6$, c'est-à-dire presque 1. Le padding P a peu d'effet, il ne réduit la capacité de C que de 16 %.

A la fin de la course, la capacité résultante est devenue $10 \times 5 / 10 + 5 = 50/15$. Le padding a donc réduit C de 67 %.

Par conséquent, un choix judicieux de la valeur du padding permet d'obtenir un troisième point d'alignement correct 3. Entre ces trois points, l'alignement laisse un peu à désirer, mais il est suffisant en pratique.

L'accord automatique

Dans certains récepteurs de luxe, les C variables sont réglés par un système de cames commandées par des boutons, ou encore remplacés par des jeux de C fixes calibrés que des boutons mettent en circuit, ce qui permet d'obtenir instantanément des émissions préréglées.

Ces réglages sont cependant sujets à la dérive; l'accord se détériore à la longue, surtout pour les émetteurs éloignés. Pour éviter ceci, un syntoniseur (commande automatique de fréquence, ou CAF) corrige l'oscillateur local pour maintenir constant son écart de fréquence avec celle du signal demandé par les boutons. Son fonctionnement est exposé au § 182.

XV. — L'ALIMENTATION

« Je vis de bonne soupe et non de beau langage. »

MOLIÈRE. *Les Femmes Savantes.*

Dans les pages précédentes, nous avons supposé qu'une mystérieuse nourrice fournissait à nos lampes le courant à basse tension pour le chauffage des cathodes et celui à haute tension demandé par les anodes et les écrans. Cette nourrice pourrait être une batterie d'accumulateurs ou de piles, comme à l'âge de l'ébonite taillée, et l'on est encore bien content d'y recourir pour les postes portatifs ou ceux d'auto. Mais chaque fois qu'on le peut, c'est le secteur électrique qui est mis à contribution pour des raisons évidentes d'économie et de commodité.

Le secteur continu est en voie de disparition, mais la technique n'a pas dit son dernier mot dans cette voie et nous le verrons probablement revenir triomphant. En attendant, le secteur alternatif règne en maître. S'il fournit aisément des tensions différentes à l'aide d'un transformateur, il nous faut en faire du courant continu avant de l'admettre aux anodes et aux écrans de nos tubes. Il en résulte un certain nombre de complications et d'ennuis.

133. — Chauffage des cathodes.

Quand on utilise le courant continu des batteries — le plus simple et le meilleur, parce qu'il est exempt de tout ronflement — les cathodes sont le plus souvent des filaments à chauffage direct, quoique le potentiel du filament ne soit pas uniforme par rapport à la plaque sur toute sa longueur. La cathode équipotentielle à chauffage indirect lui est préférable à ce point de vue.

Les lampes alimentées par secteur alternatif ont généralement une cathode à chauffage indirect qui réduit le ronflement à une très faible valeur. Certaines lampes de puissance et beaucoup de tubes d'émission ont cependant un gros filament ou une cathode en ruban à chauffage direct, dont l'inertie calorifique est suffisante pour donner une émission constante d'électrons. Pour éviter la modulation de ce flux à la fréquence de 50 et 100 Hz (à cause de la chute de tension le long du filament), le retour des circuits de plaque et de grille doit se faire au point milieu électrique du filament. On branche donc un potentiomètre en parallèle sur le filament et le retour des circuits se fait sur le curseur (*fig. 199 A*) ou plus simplement le potentiomètre est remplacé par deux résisteurs en série dont la jonction constitue le

point milieu (fig. 199 B). Remarquez que si la tension de polarisation est obtenue par la méthode du résisteur inséré en cathode et masse, tel que R_2 , celui-ci se trouve en série avec les deux moitiés de R_1 , *en parallèle*. La résistance réelle de polarisation est donc R_2 augmenté du quart de R_1 .

Enfin, si la tension de chauffage est obtenue d'un transformateur, le point milieu du secondaire peut être utilisé à la condition que les connexions soient courtes (fig. 199 C).

Dans les récepteurs universels destinés à fonctionner indifféremment sur secteur alternatif ou continu, il ne peut

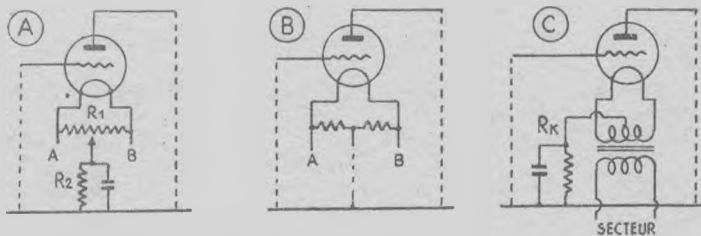


Fig. 199. — Point milieu électrique du filament.

être question d'abaisser la tension du secteur pour alimenter de robustes filaments chauffant les cathodes, puisque le courant continu ne s'y prête pas par des moyens simples et économiques. On tourne la difficulté en égalisant les intensités traversant les filaments des lampes du poste, ce qui permet de les monter en série. Les constructeurs établissent des séries de tubes remplissant les diverses fonctions du récepteur, où les filaments de chauffage demandent tous la même intensité (par exemple 0,1 A dans la série U Rimlock miniature) avec une tension d'autant plus élevée que le tube est plus puissant, car le chauffage d'une grosse cathode dissipe plus d'énergie que celui d'une petite. C'est ainsi que dans cette même série U, les pentodes HF se contentent de 12,6 volts, tandis que la pentode de puissance finale en demande 45. En totalisant les tensions de chauffage des tubes qui équipent l'appareil, on doit arriver à la tension du secteur. Si le total est plus faible, il suffit d'ajouter en série une *résistance-ballast*, qu'on calcule suivant la loi d'Ohm en divisant les volts à perdre par l'intensité (fig. 200).

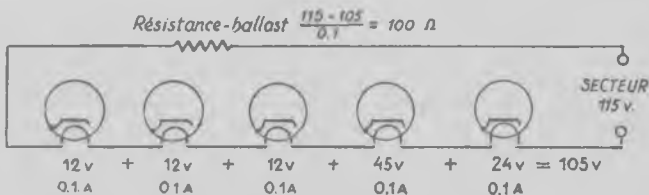


Fig. 200. — Chaîne de chauffage en série de tubes tous-courants.

Si on désire alimenter en série des tubes dont les filaments demandent des intensités différentes, on commence par égaliser les intensités en les alignant sur la plus grande, à l'aide de résisteurs d'appoint en parallèle avec les fila-

ments les moins gourmands, puis on procède comme ci-dessus (fig. 201).

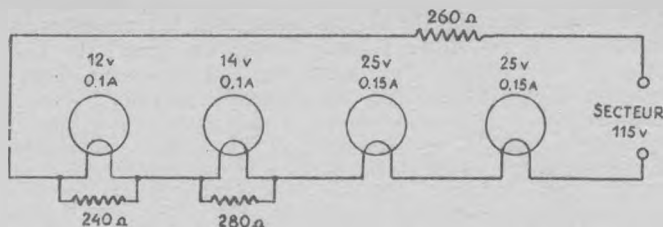


Fig. 201. — Chaîne de chauffage en série avec filaments équilibrés.

Exemple : Soit à alimenter en série les filaments de caractéristiques suivantes :

12 volts 0,1 A — 14 volts 0,1 A — 25 volts 0,15 A — 25 volts 0,15 A.

Alignons les filaments 0,1 A sur ceux 0,15 A. Il faut leur mettre en parallèle un résisteur absorbant 0,05 A sous la tension aux bornes de chacun, soit :

pour le premier : $R = 12/0,05 = 240$ ohms dissipant 0,6 watt;

pour le second : $R = 14/0,05 = 280$ ohms — 0,7 —

La somme des tensions des filaments étant 76 volts, il reste 39 volts à dissiper si le secteur est à 110 volts. Comme l'intensité dans la chaîne est de 0,15 ampère, le résisteur-ballast aura $39/0,15 = 260$ ohms et il dissipera $39 \times 0,15 = 5,85$ watts.

LA HAUTE TENSION

Pour obtenir une haute tension continue en partant d'un courant alternatif à basse tension, on peut :

1° Alimenter un moteur avec le courant alternatif et lui faire entraîner une dynamo à courant continu habituellement montée sur le même arbre. Un tel ensemble est un *groupe convertisseur rotatif*, utilisé pour l'alimentation des gros tubes d'émission.

2° Utiliser un moteur-générateur appelé *commutatrice*, où un seul induit tourne dans l'entrefer d'un électro-aimant alimenté par le secteur. Cet induit bobiné a, d'un côté, des bagues amenant le courant alternatif et fonctionne ainsi comme un moteur.

De l'autre côté, il porte un collecteur comme une dynamo, avec des balais de sortie du courant continu.

La commutatrice est plus simple et plus compacte que le groupe convertisseur, mais son rendement est un peu moins bon et le courant continu produit est moins pur (présence d'harmoniques de commutation assez gênants pour nécessiter un sérieux filtrage).

3° Transformer la basse en haute tension à l'aide d'un transformateur statique et redresser le courant, c'est-à-dire renverser le sens des alternances négatives pour les rendre positives comme les autres. On obtient ainsi un courant toujours de même sens, mais pulsé à une fréquence double de celle du secteur. Il ne reste plus qu'à l'aplanir pour avoir un courant continu. C'est la dernière méthode qui est universellement utilisée pour l'alimentation des récepteurs et même de puissantes stations d'émission (fig. 202).

134. — Les redresseurs.

Pour les petites puissances, on utilise surtout des valves à vide et pour les grosses puissances des *valves à vapeur de mercure*.

VALVES A VIDES (KENOTRONS)

Une valve à vide est un tube vide d'air contenant une cathode à chauffage direct ou indirect et une anode. Elle fonctionne comme une diode : les alternances du courant dirigées de la cathode vers l'anode sautent le vide, mais celles de sens contraire sont arrêtées. Cette valve monoplaque ne laisse donc passer qu'une alternance sur deux. En disposant deux anodes face à la cathode, on obtient une valve biplaque capable de redresser les deux alternances.

Lorsque la valve débite, se cathode qui perd des électrons devient positive par rapport à l'anode qui les reçoit.

Les principales caractéristiques d'une valve à vide sont :

— la *courant-plaque de crête* (ou de pointe), qui dépend des dimensions et des qualités émissives de la cathode. Dans une valve monoplaque où le courant ne passe que la moitié du temps, le courant moyen redressé est toujours inférieur à la moitié du courant-plaque de crête ($I_p \text{ max}$) ;

— la *tension inverse de crête* est la tension maximum admissible entre plaque et cathode sans qu'il se produise un arc destructeur entre ces électrodes. La tension continue que peut fournir un redresseur est toujours inférieur à cette tension inverse de crête pour plusieurs raisons. D'abord, la tension de crête du courant alternatif est $\sqrt{2}$ ou 1,41 fois plus grande que la tension efficace fournie par le secondaire du transformateur et indiquée par le voltmètre. Dans les redresseurs d'alimentation des récepteurs courants, la tension continue sortante est toujours inférieure à cette tension efficace, à cause des chutes produites par la résistance du filtre et celle de charge ; par exemple, nous aurons 250 volts continus pour 350 volts efficaces fournis par le transfo, soit en crête : $350 \times 1,41 = 495$ volts.

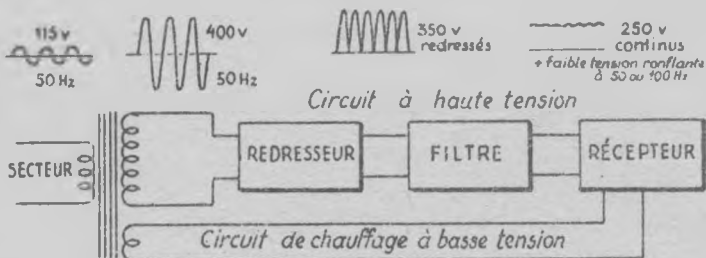


Fig. 202. — Principe d'un bloc d'alimentation de récepteur sur courant alternatif.

Ce n'est pas tout : aux alternances négatives où la valve est inactive, le circuit d'utilisation avec ses capacités maintient 250 volts continus entre la cathode positive et la plaque négative, et souvent même davantage, comme nous

le verrons. Mais l'alternance négative rend la plaque encore plus négative. En crête, 495 volts s'ajoutent aux 250, et cela fait une tension totale de 745 volts entre plaque et cathode : c'est la tension inverse de crête, qui dans certains redresseurs peut atteindre π fois la tension continue redressée.

— la *résistance interne*, d'autant plus faible que la cathode est plus grande et plus proche de l'anode. Elle détermine la chute de tension due à la valve.

VALVES A VAPEUR DE MERCURE (PHANOTRONS)

S'il y a une goutte de mercure dans une valve, une partie se vaporise dans le vide jusqu'à ce que soit atteinte la tension de vapeur de mercure correspondant à la température. Comme nous l'avons vu au paragraphe 111, les électrons ionisent par choc les atomes de vapeur de mercure, la résistance interne diminue énormément, et la chute de tension dans le tube se maintient à 15 volts environ quel que soit le débit demandé qui peut devenir très important. La cathode est bombardée par les ions positifs lourds qui risquent de l'endommager en cas de court-circuit, de surcharge et si la chute de tension dépasse 22 volts même momentanément.

Les autres caractéristiques sont le courant-plaque maximum de crête, le courant moyen maximum et la tension inverse maximum de pointe qui est beaucoup plus faible que celle des valves à vide. Le rendement des valves à vapeur de mercure est supérieur à celui des valves à vide et la tension redressée varie peu avec le débit. Mais elles craignent les surcharges, fournissent un courant continu moins pur et il faut avoir soin de chauffer préalablement la cathode avant d'appliquer la haute tension aux plaques, afin d'éviter que la chute de tension ne dépasse les fatigues 22 volts.

REDRESSEURS AU SELENIUM

On les utilise surtout pour le redressement du courant du secteur sans transformateur éleveur de tension dans les récepteurs universels, mais on réalise aussi des redresseurs au sélénium à très haute tension pour la télévision. Suivant

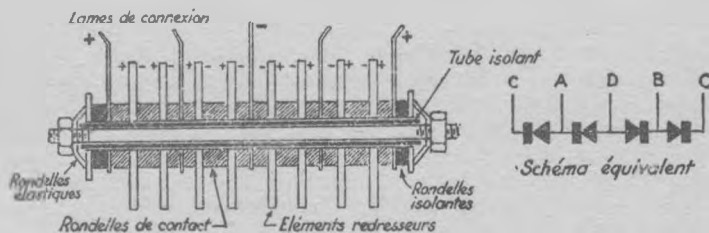


Fig. 203. — Redresseur au sélénium.

la tension à redresser, ils se composent d'un nombre plus ou moins important d'éléments redresseurs connectés en série. Ces éléments sont des plaques ou des rondelles en fer recouvertes d'une couche semi-conductrice de sélénium, elle-même

recouverte d'une pellicule d'alliage fusible formant l'autre électrode. Après formation électrique, la couche atomique de sélénium en contact avec cette électrode, dite *couche d'arrêt*, agit comme détecteur (voir § 76), présentant une résistance 2.000 fois plus élevée dans le sens fer-électrode extérieure que dans le sens direct. L'électrode extérieure devient donc positive (c'est la cathode), tandis que la plaque de fer devient négative (anode). Chaque élément redresse 12 volts.

Le groupement en série se fait simplement en serrant les éléments enfilés sur une tige filetée, avec des rondelles intermédiaires de connexion. Deux de ces groupes peuvent être montés en opposition sur la même tige pour former l'équivalent d'une valve biplaque (les deux cathodes au centre, les deux anodes aux extrémités). La figure 203 représente un tel assemblage pour le redressement « en pont » dont il sera question plus loin. Afin de simplifier le dessin, la tension a été limitée à 24 volts, soit deux plaques par groupe.

Les redresseurs au sélénium dispensent de la complication du chauffage des filaments, mais la tension redressée baisse avec la température ainsi que le débit maximum. Ils supportent bien les surtensions et les surcharges momentanées. La température maximum admissible sans dommage ne dépasse pas 70 degrés.

135. — Circuits redresseurs.

Le redressement d'une alternance, qu'on appelle aussi redressement monoplaque ou demi-onde, utilise un redresseur simple connecté en série avec la source de tension alternative et l'organe utilisateur (fig. 204) qui agit comme un clapet en ne laissant passer le courant que dans un seul sens. La source de tension peut être le secteur direct qui

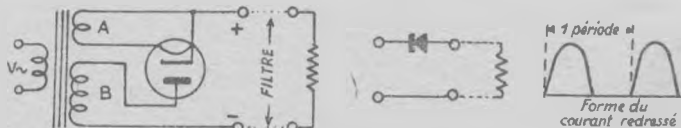


Fig. 204. — Redressement d'une alternance par valve monoplaque et par sélénium.

permet d'obtenir pratiquement 90 à 100 volts continus avec un faible débit, ou le secondaire d'un transformateur élèveur quand on désire une tension plus élevée. Le redresseur est soit une valve monoplaque, soit un redresseur au sélénium à deux pôles.

Le courant redressé est formé d'une alternance sur deux, avec un repos de même durée entre deux pulsations. Pour le transformer en courant continu, il faut intercaler un filtre aplanisseur entre le redresseur et l'utilisation (représentée par une résistance).

Le redressement d'une seule alternance n'est guère utilisée que pour les faibles débits, car la filtration totale du courant haché qu'il fournit demande des filtres importants, et la tension varie beaucoup avec le débit.

Le redressement des deux alternances ou redressement biplaque est le plus employé, car le courant redressé est formé de pulsations jointives à fréquence double de celle du secteur, déjà plus proche du courant continu et par conséquent beaucoup plus facile à filtrer que le précédent. On utilise un transformateur éleveur dont le secondaire a son point milieu sorti du bobinage. Par rapport à ce point milieu, une extrémité du secondaire devient positive pendant une alternance, tandis qu'à l'alternance suivante c'est l'autre extrémité du secondaire qui devient positive par rapport au point milieu. Si donc nous réunissons les deux extrémités du secondaire aux deux plaques d'une valve biplaque (fig. 205 A) tandis que le point milieu est réuni à la cathode par l'intermédiaire de l'organe utilisateur, les

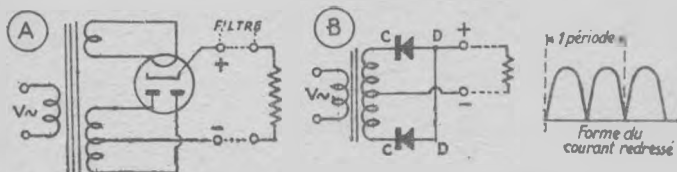


Fig. 205. — Redressement des deux alternances par valve biplaque et par redresseur au sélénium.

plaques qui deviennent alternativement positives redressent chacune une alternance, et le résultat est un courant pulsé toujours de même sens qu'il ne reste qu'à filtrer.

Au lieu d'une valve biplaque, on pourrait utiliser soit deux valves monoplaques dont les cathodes sont réunies, soit deux redresseurs au sélénium, comme le montre la figure 205 B.

Le redressement en pont présente trois avantages. A partir d'une même tension alternative, il donne deux fois plus de tension redressée que le précédent. La tension inverse de pointe imposée aux redresseurs est deux fois moindre. Le secondaire du transformateur n'a pas besoin d'être divisé en deux sections (fig. 206).

Il faut quatre redresseurs, mais avec les cellules au sélénium ils se ramènent à un seul empilage comme celui de la figure 198, où les lettres-repères A, B, C, D correspondent

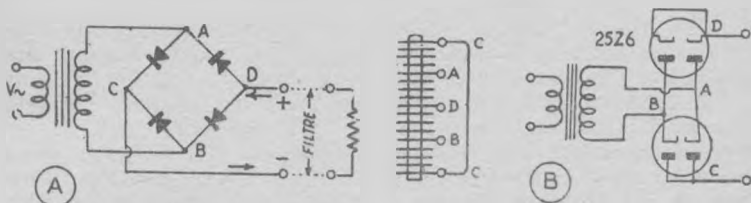


Fig. 206. — Redressement des deux alternances en pont par redresseur au sélénium et par valves doubles.

à celles de la figure 206 A. Les quatre redresseurs peuvent aussi être remplacés par deux valves doubles, telles que des 25Z6 (fig. 206 B).

Le fonctionnement est facile à comprendre. Quand le point A est positif, B est négatif. Le courant peut passer de B à C, puis dans le circuit d'utilisation, puis de D à A, alors que les autres branches du pont lui sont interdites par le sens des redresseurs. Quand les polarités s'inversent à l'alternance suivante, le courant suit le chemin AC-circuit d'utilisation-DB, il a donc toujours le même sens dans le circuit CD.

Le *doublieur de tension* est utilisé dans les récepteurs universels qui ne peuvent comporter de transformateur, lorsqu'on désire obtenir une tension continue supérieure à celle du secteur alternatif. Il utilise un redresseur au sélénium à point milieu, ou deux redresseurs simples, ou une valve double comme la 25Z6.

Le fonctionnement du doublieur A (*fig. 207*) est le suivant : Au cours d'une alternance, le redresseur *b* n'est pas conducteur, mais *a* laisse passer le courant qui charge le

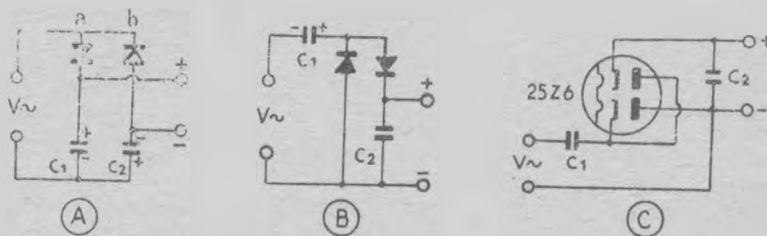


Fig. 207. — Doubleurs de tension.

condensateur C_1 , en lui donnant la polarité indiquée sur le schéma. A l'alternance suivante, *a* est bloqué, mais *b* est conducteur et charge le condensateur C_2 . Comme ces condensateurs sont connectés en série, on recueille la somme de leur tension de charge, qui est le double de la tension de pointe si le débit est nul. Quand le doublieur débite, il faut de gros condensateurs pour emmagasiner assez de courant pour satisfaire la demande pendant une alternance. Mais on est vite limité dans cette voie, car de tels condensateurs équivalent à un court-circuit qui surcharge les redresseurs.

Le doublieur B travaille autrement. Quand la borne inférieure gauche devient négative, C_1 se charge à travers le redresseur *a*. A l'alternance suivante, C_2 se charge à travers le redresseur *b*, mais C_1 , chargé se trouve en série avec la tension du secteur, si bien que C_2 est chargé à une tension double. C'est à ses bornes qu'on recueille la tension redressée. Ce doublieur présente sur le précédent l'avantage d'avoir son pôle — commun avec un des fils du secteur, mais par contre le courant redressé ne comprend qu'une alternance sur deux, comme dans le redressement monoplaque, et son filtrage est plus difficile.

Le doublieur C est semblable au doublieur B, sauf que le redressement est assuré par une valve double.

Quand les condensateurs sont importants afin d'assurer un débit intéressant, il est bon d'insérer un résistor de 50 à 100 ohms en amont des condensateurs afin de protéger les redresseurs contre des surcharges excessives.

Le *redressement polyphasé* est utilisé quand on a besoin d'une puissance continue importante (1 KW ou plus). Avec un secteur triphasé, on peut par exemple redresser une alternance de chaque phase (fig. 208 A) ou les deux (fig. 208 B). Dans le premier cas, il faut une valve mono-plaque par phase et le courant redressé est ondulé à trois

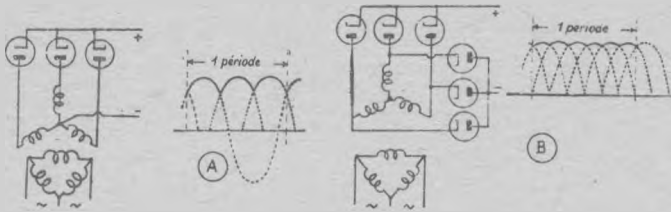


Fig. 208. — Redresseurs triphasés.

A. — Une alternance.

B. — Deux alternances (redressement total).

fois la fréquence du secteur. Lorsqu'on redresse les deux alternances, l'ondulation est à fréquence sextuple, le courant redressé est presque continu et sa filtration est très facile.

Remarquez que le transformateur triphasé a son primaire connecté en triangle et son secondaire en étoile, ce qui permet d'obtenir un rapport éleveur de 1,732 entre les tensions primaire et secondaire, à égalité de spires.

136. — Filtrage du courant redressé.

Après redressement, la tension et l'intensité se présentent donc comme une série d'alternances de même polarité. S'il n'y avait pas de filtrage et si la charge du redresseur était simplement résistive, le redressement idéal des deux alternances d'un courant sinusoïdal monophasé ferait apparaître aux bornes de la charge la tension variable représentée par la figure 209, que le filtrage a justement pour mission d'étaler

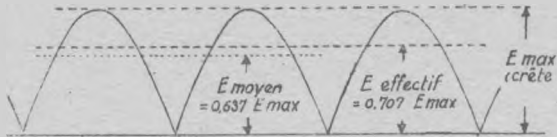


Fig. 209.

comme on étale des monticules de sable pour avoir une couche d'épaisseur constante.

Quelle serait la tension continue aux bornes de la charge après un filtrage idéal qui n'introduirait aucune résistance supplémentaire? Evidemment pas la tension de pointe E_{max} , ni la tension efficace E_{eff} qui vaut E_{max} divisé par racine de 2, mais la *tension moyenne* égale à E_{max} divisé par $\pi/2$, c'est-à-dire $0,637 E_{max}$ ou les $9/10$ de la tension effective indiquée par un voltmètre normal. En redressement mono-plaque, où il ne reste qu'une alternance sur deux,

la tension continue moyenne serait égale à la moitié des chiffres ci-dessus.

Pour aplanir les bosses du courant redressé, on le fait passer dans un filtre qui consiste habituellement en selfs à fer traversés par le courant et en condensateurs de grosse capacité qui le shuntent. Selon que le courant sortant du redresseur rencontre d'abord une self ou une capacité, on distingue les filtres à *entrée inductive* et ceux à *entrée capacitive*.

Un point important est la régulation de la tension continue, c'est-à-dire sa constance relative quand varie le débit. Dans les récepteurs domestiques où l'ampli de puissance est toujours de classe A, la question ne se pose pas car le débit anodique est constant. Mais il n'en est plus de même dans les gros amplis en classe AB₂ et surtout en classe B, où le débit varie avec la modulation. La tension a tendance à fléchir au moment des « forte », quand on a le plus besoin d'elle, à cause des résistances en circuit : transformateur, fuite magnétique, chutes de tension dans le redresseur et le filtre.

137. — Filtre à entrée inductive.

Considérons, figure 210 A, les deux alternances redressées qui doivent traverser la self à fer L dont l'inductance est importante à la fréquence du courant. Connaissant l'esprit de contradiction du champ magnétique qui n'aime pas qu'on le bouscule, il est facile de prévoir ce qui va se passer. Quand la tension instantanée fournie par le redresseur est inférieure à la tension moyenne, le courant tend à s'annu-

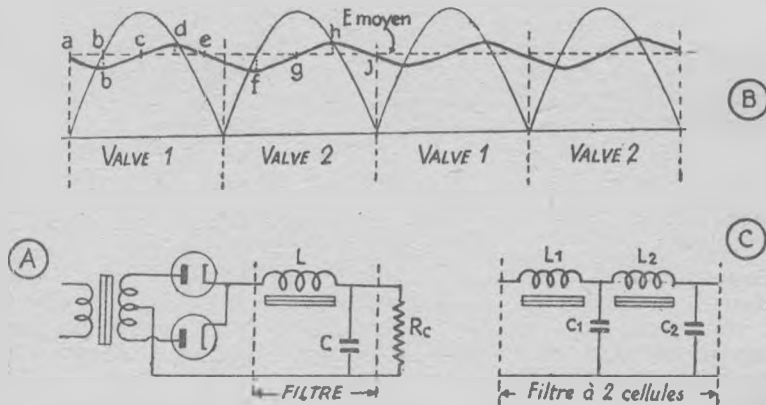


Fig. 210. — Filtres à entrée inductive.

ler, mais il ne peut que diminuer un peu parce que la variation du champ induit une f.e.m. qui relaie celle du redresseur (*a-b* ou *d-e-f*, fig. 210 B). Quand la tension instantanée du redresseur est supérieure à la tension moyenne, le courant tend à augmenter, mais sa croissance est freinée par le

champ magnétique qui induit une f.e.m. opposée à celle du redresseur (*b-c-d* ou *f-g-h*, fig. 210 B).

Il résulte de ceci qu'au lieu d'une succession de demi-sinusoïdes, le courant et la tension prennent la forme d'une légère ondulation ayant le courant moyen ou la tension moyenne pour axe. Le courant est fourni par l'une des valves de *a* à *e*, par l'autre valve de *e* à *j*, et ainsi de suite. Les deux valves monoplaques peuvent évidemment être remplacées par une valve biplaque.

Si nous appelons *E* la tension de crête appliquée au redresseur, et si nous négligeons les chutes de tension dans les valves et la self, la tension sortante est visiblement formée d'une partie continue égale à la tension moyenne (soit *E* divisé par $\pi/2$) à laquelle s'ajoute une onde en zigzag dont la fréquence est double de celle *f* du secteur. L'analyse montrerait que l'onde contient non seulement cette fréquence fondamentale $2f$, mais toute la série harmoniques d'ordre pair $4f$, $6f$, $8f$... dont l'amplitude diminue rapidement.

La fréquence ronflante fondamentale $2f$ est la plus gênante, car son amplitude est égale aux $2/3$ de la tension continue. Pour s'en débarrasser, on lui présente un court-circuit facile : le condensateur *C*, dont la capacité est suffisante pour que sa réactance soit très faible pour la fréquence $2f$, et *a fortiori* pour les harmoniques $4f$, $6f$, etc., qui sont pratiquement éliminés. Derrière le condensateur, il ne reste qu'une faible fraction de tension ronflante égale à $1/4 \pi^2 f^2 LC$ fois la tension de crête *E* appliquée à l'entrée du filtre.

On voit qu'en faisant *L* et *C* suffisamment grands, la tension ronflante peut être réduite autant qu'on le veut. Par exemple, si nous doublons les valeurs de *L* et de *C*, l'expression ci-dessus montre que la tension ronflante se trouve divisée par 4. Mais il est beaucoup plus intéressant de faire suivre la première cellule de filtre par une seconde (fig. 210 C), qui réduit d'autant la tension ronflante laissée par la première, si bien qu'il n'en reste plus qu'une fraction égale au carré de la précédente, donc considérablement plus petite.

Par exemple, avec $L = 20$ Henrys, $C = 8 \mu F$ et $f = 50$ Hz, la tension ronflante est réduite au centième de la tension continue. En doublant *L* et *C*, la réduction devient $1/400$, tandis qu'avec deux cellules de 20 H et $8 \mu F$, elle atteint $1/10.000$ de la tension continue.

Pour maintenir un flux continu dans le filtre, il faut que l'intensité de crête qui la traverse ne dépasse pas l'intensité moyenne, puisque tout dépassement quelque part au cours d'une demi-période doit se payer par un creux ou une annulation autre part. On peut montrer que cette condition est remplie en redressement monophasé total à 50 périodes par seconde quand le nombre de henrys de la self d'entrée atteint le nombre de kilo-ohms de la résistance de charge (plus exactement, quand $L \gg R/926$). Il faut donc une self importante à l'entrée du filtre, comme l'indique du reste l'intuition puisqu'il faut une grande réactance pour rejeter la tension ronflante à 100 Hz. Quant au condensateur qui la suit, sa réactance doit être faible par rapport à

la résistance de charge afin que les restes de ronflement non éliminés par la self soient court-circuités au maximum. D'où la règle simple : le meilleur filtre est celui qui a le plus de henrys et de microfarads avec le moins d'ohms possible.

Le filtre à entrée inductive fournit une tension continue qui ne dépasse pas la tension moyenne, soit les 9/10 de la tension efficace sortant du redresseur. Il faut donc que celui-ci reçoive du transformateur une tension alternative au moins égale à 1,11 fois la tension continue désirée. La tension inverse de pointe imposée au redresseur dépend des connexions de celui-ci et du débit demandé. En redressement total monophasé (*fig. 205*), elle atteint au maximum le double de la tension de crête du courant alternatif, soit 3,14 fois la tension continue sortant du filtre. Avec le redressement en pont (*fig. 201*) elle serait deux fois plus faible.

Remarquez que le redresseur débite continuellement du courant bien que la tension d'alimentation s'annule périodiquement à ses bornes en monophasé, parce que la f.e.m. induite prolonge son action. Avec une self d'entrée infiniment grande, le débit serait continu et passerait brusquement d'une valve à l'autre. Avec une self normale, les pointes d'intensité ne peuvent dépasser la moitié du courant moyen.

138. — Filtre à entrée capacitive.

Ici, la tension présente à la sortie du redresseur rencontre d'abord un condensateur C_1 qui tend à court-circuiter ses variations (*fig. 211 A*). Au cours des alternances redressées

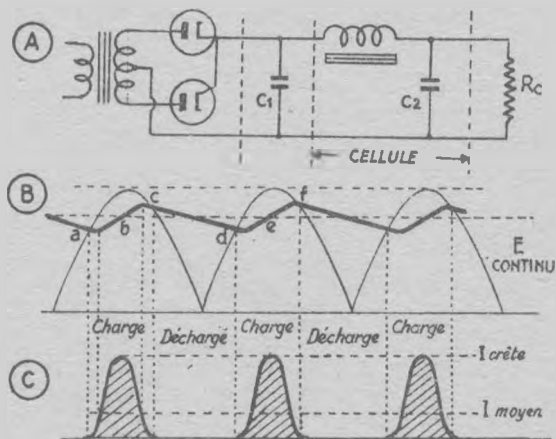


Fig. 211. — Filtre à entrée capacitive.

successives, ce condensateur se charge quand la tension est maximum et se décharge dans la résistance d'utilisation lorsque la tension qui l'alimente diminue et s'annule (*fig. 211 B*). Si sa capacité est suffisante, il emmagasine assez d'électricité pour que sa tension ne fléchisse pas trop au cours de la décharge ($c-d$, *fig. 211 B*), si bien que

ce condensateur fonctionne à la façon d'un réservoir à niveau variable branché en dérivation sur une pompe alternative dont il régularise le débit et la pression. La tension à ses bornes est d'autant plus profondément ondulée que la capacité et la résistance d'utilisation sont plus faibles.

Quand la résistance d'utilisation R_c est importante — c'est-à-dire quand le débit demandé est très faible — le condensateur se charge à une tension à peine inférieure à celle de crête et s'y maintient sensiblement. Ce filtrage sommaire peut suffire pour certaines applications où le débit est insignifiant, comme dans l'alimentation à haute tension des tubes à rayons cathodiques. Mais si le débit augmente, la décharge du condensateur devient plus profonde à chaque alternance et la tension aux bornes de C_1 se met à danser, cependant que sa valeur moyenne diminue d'autant plus que C_1 est plus faible et le débit demandé plus important. Il devient nécessaire de compléter C_1 par une cellule filtrante $L + C_2$ dont le rôle amortisseur a été étudié au paragraphe précédent. On peut même ajouter une seconde cellule semblable pour supprimer toute trace de ronflement.

En redressement total monophasé, la tension continue disponible est comprise entre la tension de pointe E et la tension moyenne $2E/\pi = 0,637 E$. Si on ne redresse qu'une alternance, elle est comprise entre E et $E/\pi = 0,318 E$. Elle est donc supérieure à celle qu'on obtiendrait d'un filtre à entrée inductive à partir d'une même tension alternative fournie au redresseur, et c'est pourquoi les récepteurs et les petits amplis BF ont généralement un filtre d'alimentation à entrée par condensateur. Mais cette tension varie beaucoup avec le débit demandé. Cet inconvénient est sans importance en classe A, où la consommation anodique ne varie pas avec la modulation, mais il n'en est plus de même en classe B où elle est maximum pendant les « forte » et presque nulle aux « piani ». On recourt alors au filtre à entrée inductive dont la régulation de tension est meilleure, de même que pour l'alimentation des amplis en classe C utilisés en émission.

Le filtre à entrée capacitive a une autre particularité : le courant qu'il demande au redresseur n'est pas constant, c'est une succession de bouffées, d'impulsions plus ou moins courtes selon le débit demandé et la capacité du condensateur d'entrée (*fig.* 211 C). Tant que la tension fournie à chaque alternance par le redresseur ne dépasse pas celle présente aux bornes de C_1 , le courant ne passe pas. Le phénomène est comparable au gonflage d'un pneu : tant que votre coup de pompe n'a pas comprimé l'air dans le cylindre à une pression supérieure à celle existant dans le pneu, la valve ne s'ouvre pas, et du reste le temps d'admission est d'autant plus court que la pression atteinte dans le pneu est plus forte. Si donc nous demandons peu de débit au filtre, C_1 se maintient chargé aux environs de la tension de pointe ou de crête, le redresseur ne débite que pendant un bref instant au point culminant de chaque alternance. Si le débit est important, C_1 a le temps de se décharger, sa tension tombe entre deux coups de gonflage et le redresseur peut lui envoyer une bouffée de courant plus longue.

Il est donc désirable que le condensateur d'entrée C_1 soit

assez important pour se décharger peu entre deux coups de pompe, afin de conserver une tension aussi constante que possible et de simplifier le filtrage ultérieur. Oui, mais un autre ennui nous attend si nous mettons trop de microfarads : au moment de la mise en route, C_1 est vide et comme sa réactance $1/2\pi fC$ est très faible, il équivaut presque à un court-circuit pour le redresseur tant qu'il n'est pas chargé. Le premier coup de pompe cherche à lui fournir toute sa charge $Q = CV$. Calculez en partant de la tension de pointe de 500 volts et d'une capacité de 100 microfarads, cela fait 0,05 coulomb à fournir pendant une alternance, soit 1/100 de seconde : le courant moyen de charge atteindrait 5 ampères. Résultat : la valve ou le redresseur sont dangereusement surchargés, à moins d'être disproportionnés au travail normal qu'ils doivent fournir. Ce vingtième de coulomb ne peut être débité qu'au bout de plusieurs alternances et il n'en faut pas davantage pour abimer le redresseur. Il faut donc être prudent. Les grosses capacités d'entrée ne sont recommandables qu'avec un gros redresseur ou une faible tension redressée.

Comme le montre le graphique (fig. 212), le pourcentage de tension ronflante diminue avec le débit. Toutes choses

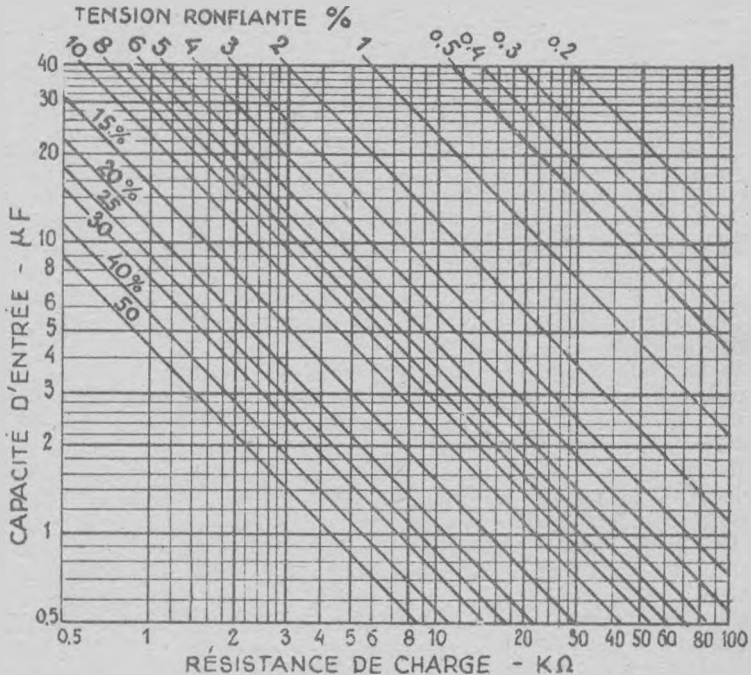


Fig. 212. — Calcul du ronflement après le condensateur d'entrée de filtre.

Formule appliquée :

$$\frac{\text{Tension ronflante (crête 100 Hz)}}{\text{Tension continue}} = \frac{1}{2\pi fRC}$$

(Lire le pourcentage de ronflement au croisement de C et R sur les obliques.)

égales, il est plus faible qu'avec un filtre à entrée par self. Mais comme le courant demandé au redresseur est haché et ne passe que pendant une fraction de chaque alternance, le transformateur et le redresseur doivent être plus importants pour fournir la même puissance continue. L'alimentation avec filtre à entrée selfique est plus économique quand on a besoin d'une puissance continue importante.

Pour le calcul sommaire d'un filtre à entrée capacitive, il faut noter que la résistance en circuit n'est pas seulement celle d'utilisation ou résistance de charge R_c , mais qu'il y a encore la résistance de la self de filtrage, celle d'un demi-secondaire du transformateur et celle du redresseur qui est égale à sa chute de tension divisée par l'intensité efficace qui le traverse. C'est la résistance totale du circuit qui intervient dans le graphique (*fig. 212*) et permet de connaître le pourcentage de ronflement par rapport à la tension continue à la sortie du condensateur d'entrée. La cellule suivante $L + C$ réduit ce pourcentage dans la proportion de $1/4 \pi^2 f^2 LC$, où $f = 100$ pour un secteur à 50 c/s, ce qui permet de simplifier cette expression en $1/0,4$ henrys \times microfarads.

Exemple. Chaque demi-secondaire donne 350 volts eff., sa résistance est 100Ω , celle de la self 120Ω , la valve a une chute de tension de 125 volts à l'intensité de crête max. de 250 mA, d'où une résistance de 500Ω , et la résistance de charge atteint 1500 ohms.

Résistance totale en circuit : $1500 + 500 + 100 + 120 = 2220 \Omega$.

La figure 207 nous indique qu'avec cette résistance et un C d'entrée de $16 \mu F$, le pourcentage de tension ronflante atteindra 6 %. Avec une self de 10 Henrys et un second condensateur de $16 \mu F$, il ne restera plus $6/0,4 \times 10 \times 16$, soit un peu moins de 0,1 % de tension ronflante.

139. — Filtre à résistance + capacité.

Tous les tubes d'un même appareil ne se contentent pas d'un courant sommairement filtré : par exemple, le tube pré-amplificateur BF qui suit immédiatement le détecteur est très sensible au ronflement. Le courant qui alimente son anode reçoit donc une filtration supplémentaire, et le filtre n'est autre que le filtre de découplage RD-CD (*fig. 105*) formé d'un résisteur et d'un condensateur. On remarquera que ce filtre n'est somme toute qu'une cellule supplémentaire L-C ajoutée aux figures 211 ou 212 mais où la self L est remplacée par un résisteur R.

Le pourcentage de tension ronflante qui subsistait à la sortie de l'alimentation se trouve réduit dans la proportion de $1/2 \pi RC$ par l'effet de ce filtre supplémentaire qui sert en même temps à découpler le tube pour éviter les accrochages d'oscillations parasites.

Lorsque l'on n'a besoin que d'un faible débit, comme dans certains appareils électroniques de mesure, le filtre d'alimentation est souvent formé d'un condensateur de 8 ou $16 \mu F$ suivi d'une cellule à résistance et capacité. Le montage est celui de la figure 211 A où la self L est remplacée par un résisteur.

Dans un filtre à résistance-capacité, il faut que le produit de R en ohms et C en microfarads dépasse 10.000.

140. — Tensions de polarisation.

La figure 213 montre comment on peut obtenir du filtre de haute tension les différentes polarisations négatives demandées par les grilles. Il suffit pour cela de disposer une chaîne potentiométrique en amont de la sortie négative du filtre, habituellement reliée à la masse et considérée comme point de potentiel zéro. Comme le courant continu débité par le filtre parcourt cette chaîne, elle y produit une chute de tension qui se retranche du potentiel zéro et qui est donc négative.

On détermine les résistances de la chaîne en divisant la

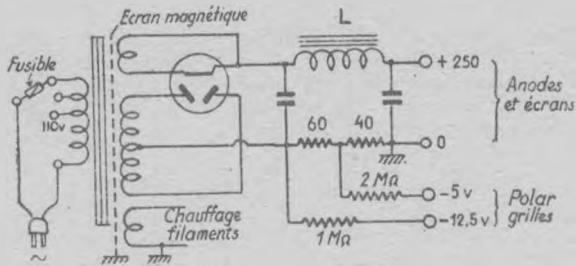


Fig. 213. — Type d'alimentation totale.

polarisation négative désirée par le courant débité. Par exemple, la chaîne de $60 + 40$ ohms de la figure, parcourue par les 125 mA débités par la valve, donnent une chute de 12,5 volts qu'on applique à la grille du tube final (ou aux grilles finales d'un push-pull) par l'intermédiaire de la résistance de fuite habituelle, tandis qu'à leur jonction on recueille -5 volts convenant à la polarisation du tube préamplificateur.

141. — Alimentation par vibreur.

Quand on ne dispose que d'une source continue à basse tension, telle qu'une batterie de voiture, on peut en obtenir la haute tension en la transformant à l'aide d'un convertisseur ou dynamoteur, mais il est plus économique de hacher menu le courant de la batterie au moyen d'un vibreur qui fonctionne à peu près comme une sonnerie électrique. Ce courant coupé à une fréquence suffisante n'est autre qu'un courant alternatif non sinusoïdal, dont la tension peut donc être élevée par un transformateur, puis redressée et filtrée.

La figure 214 montre un tel vibreur avec ses principales connexions. Il est enfermé dans une ampoule pour éviter l'oxydation des contacts. On le blinde soigneusement avec son transformateur pour protéger le récepteur contre les parasites produits en abondance par son fonctionnement.

Le courant de la batterie, parti du pôle moins qui est à la masse, arrive à la palette P du vibreur qui, au repos,

est en équilibre entre les contacts 1, 2, 3, 4. Il traverse l'électro-aimant E, puis le demi-primaire supérieur du transformateur jusqu'au point milieu M, d'où il regagne le pôle + de la batterie en passant par la bobine d'arrêt HF. L'électro est donc excité, il attire la palette qui touche le contact 1, ce qui court-circuite l'électro. La palette lâchée bondit en arrière, dépasse l'équilibre et touche le contact 2, ce qui envoie le courant dans la seconde moitié du transformateur. Puis la palette repart dans l'autre sens, attirée par l'électro-aimant et le cycle recommence. Ainsi, le primaire reçoit une impulsion de courant dans un sens puis dans

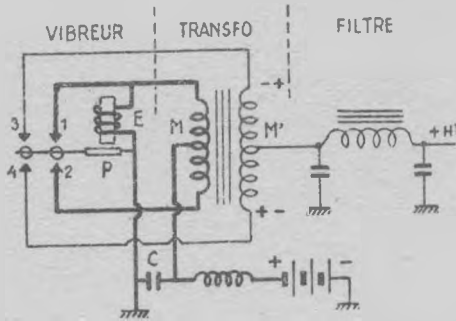


Fig. 214. — Principe d'un vibreur synchrone.
Le circuit primaire est en trait gras, le secondaire en trait fin.

l'autre à chaque oscillation complète du vibreur, c'est-à-dire qu'il est traversé par les deux alternances d'un courant alternatif non sinusoïdal. Pour absorber l'étincelle de rupture qui dégraderait les contacts, un condensateur C shunte la palette et le milieu du primaire, cependant que la bobine d'arrêt barre la route de la batterie aux parasites transitoires produits par les ruptures de courant.

On pourrait monter un redresseur à valve biplaque ou à sélénium sur le secondaire du transformateur, mais le vibreur lui-même peut assurer le redressement des deux alternances du courant induit. Il suffit de le munir de deux contacts supplémentaires 3 et 4. Comme une extrémité du secondaire devient positive puis négative par rapport au point milieu M' pendant chaque période, tandis que l'autre extrémité devient négative puis positive, il suffit de relier ces deux extrémités aux contacts 3 et 4 pour que la vibration synchrone de la palette mette alternativement chaque extrémité à la masse au moment où elle devient négative. Il en résulte que le point milieu M' du secondaire est toujours positif par rapport à la masse.

Le vibreur permet d'obtenir à bon compte la haute tension continue à partir de la basse, mais il est délicat, ses contacts se creusent ou se collent et il est sujet aux dérèglages. Il demande en outre des condensateurs d'amortissement et un blindage (non représentés pour plus de clarté) et il doit être suivi d'un filtre plus élaboré que pour le courant sinusoïdal, à cause de l'amplitude des harmoniques supérieurs présents dans le courant redressé.

142. — Régulateurs de tension.

La tension du secteur varie plus ou moins suivant la charge des lignes, leur longueur, la tension de service. Certains appareils électroniques et en particulier les appareils de mesure ne s'accommodent guère de ces variations. Pour stabiliser la tension utilisée par les électrodes des tubes, il faut intercaler un régulateur dont il existe plusieurs systèmes. Parmi les plus simples, nous citerons :

Les tubes régulateurs à néon qui contiennent en principe une anode et une cathode froide en atmosphère de néon ou d'argon raréfiés. Ils s'allument à une tension dite d'amorçage, variable selon leur type, puis la tension entre les électrodes tombe à une valeur qui varie peu même si le courant qui les traverse subit d'importantes variations. Par exemple, un type de tube au néon s'illumine dès que la tension à ses bornes atteint 120 volts, elle tombe aussitôt à 107 volts et s'y maintient à $\pm 1\%$ près quand le débit oscille entre 5 et 30 mA.

Par conséquent, un tel tube placé en parallèle à la sortie du filtre qui suit un redresseur stabilise la tension aux environs de 107 volts, même si la tension de la source varie entre 120 et 140 volts et si l'appareil utilisateur demande

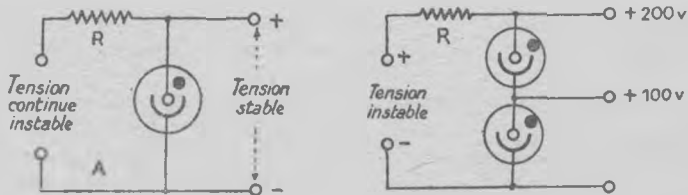


Fig. 215. — Stabilisation par tubes à ionisation.

un courant variable. Il agit somme toute comme un trop-plein, un déversoir de barrage qui régularise la pression appliquée aux turbines en gaspillant ce qui est en trop. Ici, le gaspillage est représenté par la chute de tension multipliée par l'intensité, et ces watts sont dissipés en chaleur.

La tension d'amorçage est toujours beaucoup plus élevée que celle de service, ce qui oblige à mettre un résistor en série pour limiter le courant instantané à la valeur fixée pour chaque type (fig. 215 A).

Les tubes à gaz ne fonctionnent qu'à leur tension nominale, sans possibilité de variation. Si on désire une autre tension de service, il faut changer de type ou monter plusieurs tubes en série (fig. 215 B). Ils sont sensibles aux variations de température et ne doivent pas être utilisés en dehors des limites d'intensité fixées par le constructeur.

LE REGULATEUR FER-HYDROGENE

C'est une ampoule contenant de l'hydrogène qui est un gaz très conducteur de la chaleur, et un filament de fer. Vers 775° (point de Curie), la résistance du fer augmente brusquement. On monte donc le filament en série avec le

primaire du transformateur d'alimentation, sa section ayant été calculée pour atteindre le point de Curie en service normal. Toute élévation de tension augmente l'intensité, le filament s'échauffe davantage, sa résistance fait un bond qui limite vite le saut d'intensité, donc de tension. Au contraire, une chute de tension réduit la résistance du filament, donc la chute d'intensité, et ceci compense cela. Les variations de tension ne sont pas supprimées, mais fortement réduites.

Ce type de régulateur dissipe de l'énergie en chaleur par-fois gênante, il exige une bonne ventilation et ne doit pas se trouver dans un champ magnétique variable qui ferait vibrer dangereusement son filament.

LE SURVOLTEUR-DEVOLTEUR SATURABLE

C'est un tandem de deux transformateurs en série dont les secondaires sont en opposition (*fig. 216*) et qui sont habituellement réunis en un seul bloc par l'emploi de tôles spécialement découpées. Le transfo A a un fer de large section, celui B a un fer réduit qui travaille normalement au début de sa saturation magnétique. Mais il donne une ten-

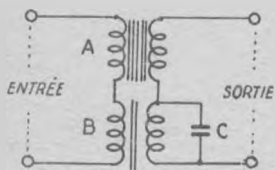


Fig. 216. — Survolteur-dévolteur à fer saturable.

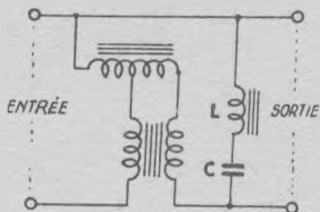


Fig. 217. — Principe du Stabilistor Westinghouse.

sion secondaire plus élevée que celle de A qui lui est opposée, et on recueille la différence de ces deux tensions.

Si la tension primaire vient à monter, B se sature et sa tension secondaire monte assez peu, tandis que celle de A non saturé augmente beaucoup. En ajustant convenablement les nombres de tours, on arrive à obtenir une compensation satisfaisante et la tension recueillie ne varie guère.

La capacité C est facultative, elle améliore la forme du courant en introduisant une résonance, car la saturation du fer produit des harmoniques dans le courant magnétisant.

La figure 217 donne le schéma de principe d'un survolteur-dévolteur amélioré : le *stabilistor* Westinghouse à deux transformateurs séparés suivis d'un filtre à self-capacité qui résonne à 150 Hz et court-circuite l'harmonique 3 produite par la saturation, tandis qu'à 50 Hz il se comporte comme un condensateur. Des variations de tensions du secteur de $\pm 15\%$ sont réduites à moins de 1% avec un débit variant de 0 à pleine charge.

● Il existe des régulateurs beaucoup plus élaborés utilisant des tubes électroniques ou des thyatrones et capables de fournir des tensions pratiquement fixes pour les besoins des laboratoires. Leur description n'entre pas dans le cadre de cet ouvrage.

ANTENNES ET LIGNES

-- Et tous ces fils qui encombrant votre toit ?
— C'est pour la téléphonie sans fil.

Il ne suffit pas de produire de l'énergie oscillante, il faut encore la transformer en ondes électromagnétiques correctement dirigées et avec le moins de pertes possible. C'est le rôle de l'antenne, dont l'importance ne le cède en rien à celle de l'émetteur, car une chaîne n'est pas plus forte que son plus faible maillon. Par exemple, l'antenne destinée aux liaisons transocéaniques ne doit pas rayonner vers les Karpathes, car ce serait de l'énergie perdue, et l'antenne de télévision ne doit pas envoyer ses ondes métriques vers l'ionosphère, car elles seraient absorbées avant de revenir à terre.

Quant à l'antenne de réception, les profanes croient volontiers qu'un poste sensible n'en a guère besoin. « Une prise de courant, et c'est tout », dit la réclame. Ce qu'elle ne dit pas, c'est qu'aucun récepteur ne peut fonctionner sans collecteur d'onde. Ceux qui paraissent s'en passer en ont un quand même et qui n'est autre que le secteur électrique, couplé aux circuits d'entrée par des capacités indésirables -- une antenne détestable qui fournit d'abord ses parasites et accessoirement des bribes d'émissions accrochées au passage. Offrez une bonne antenne à un bon récepteur, il vous récompensera généreusement.

D'ailleurs, l'avènement de la télévision et celui tout récent de la modulation de fréquence dans notre pays viennent de rendre toute son importance à l'antenne de réception. Un simple bout de fil ne suffit plus avec les ondes métriques si l'on n'habite pas à l'ombre de l'émetteur, il faut un collecteur à haut rendement.

143. — L'antenne et sa ligne.

Pour qu'une antenne d'émission puisse expédier son énergie rayonnante dans l'espace sans trop se la faire absorber par le sol, les arbres et les bâtiments voisins, il faut qu'elle soit bien dégagée et située aussi haut que possible. Or, ce n'est pas l'emplacement idéal de l'émetteur, à moins d'être aviateur ou astronome. Il faut donc conduire l'énergie oscillante jusqu'à l'antenne à l'aide d'une ligne de transmission ou « feeder » dont l'apparente simplicité cache un caractère assez compliqué qui ne s'accorde pas toujours avec celui du circuit oscillant qui lui fournit l'énergie, ni avec celui de l'antenne qui la consomme. Vous avez déjà deviné que nous

retrouvons encore l'éternel problème des impédances différentes qu'il s'agit de marier. Nous savons comment le résoudre : il n'y a qu'à mettre un « transformateur d'impédances » entre le circuit oscillant et la ligne ou entre la ligne et l'antenne, suivant le cas.

Remarque en passant que le même problème et la même solution se présentent chaque fois qu'il faut transporter de l'énergie à distance. Par exemple, l'alternateur produit du courant à basse tension et grande intensité (donc faible impédance puisque $Z = E/I$) qu'il faut transformer pour élever E et abaisser I afin d'abaisser les pertes en ligne qui sont proportionnelles à I^2 (donc ligne à haute impédance) et retransformer à l'arrivée pour abaisser E et élever I avant de livrer le courant aux appareils d'utilisation (faible impédance). Maintenant, remplacez tension par couple, intensité par tours-minute et transformateur par changement de vitesse, vous avez l'équivalent mécanique du transport d'énergie (3, fig. 218).

Sous peine de n'avoir qu'un rendement déplorable, sans compter d'autres inconvénients, vous ne pouvez supprimer

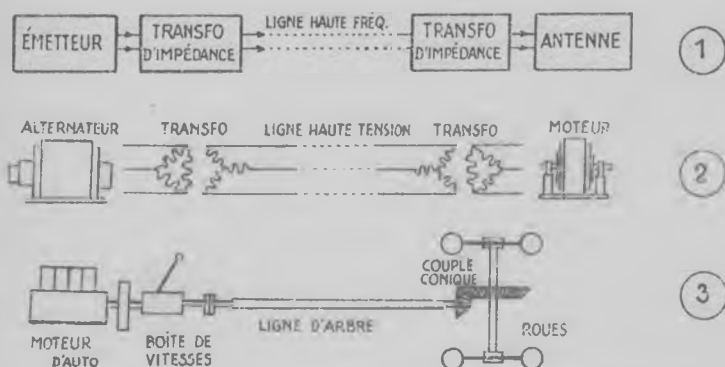


Fig. 218. — Analogie entre diverses transmissions d'énergie.

un transformateur de tension ou de couple que si les caractéristiques de la ligne de transmission s'accordent avec celles du générateur ou de l'utilisation.

Il en est de même à la réception. L'antenne a pour mission d'extraire le maximum d'énergie du champ électromagnétique où elle se trouve, la ligne de transmettre cette énergie à l'entrée du récepteur avec le minimum de perte. L'antenne doit être adaptée à la ligne et celle-ci au circuit d'entrée, par nature ou par l'intermédiaire de transformateurs d'impédance. C'est la condition du rendement maximum à laquelle on est bien obligé de se plier pour recevoir convenablement les émissions faibles ou lointaines lorsqu'on ne peut pas compter sur les réflexions du sol ou de l'ionosphère, ce qui est le cas de la télévision et des émissions modulées en fréquence.

Si un poste courant se contente parfois d'un mètre de fil à sonnette cumulant à la fois le rôle d'antenne et de ligne de transmission, c'est tout simplement parce que ce collecteur sommaire se trouve dans un champ assez puissant pour

recueillir quand même quelque chose malgré sa suprême indifférence, et que l'amplification du récepteur est assez grande pour s'en contenter, sous réserve de se venger en amplifiant dans les mêmes proportions les parasites et le bruit de fond.

144. — Qu'est-ce qu'une antenne ?

On sait qu'un tronçon de conducteur parcouru par un courant alternatif s'entoure d'un champ magnétique variant à la même fréquence. Il engendre aussi un champ électrique alternatif, car ses extrémités présentent une différence de potentiel variable (sinon, il n'y aurait pas de courant), et les lignes de force de ce champ sont perpendiculaires à celles de l'autre (fig. 219). Si la fréquence est assez élevée, le champ électromagnétique partant du conducteur à chaque

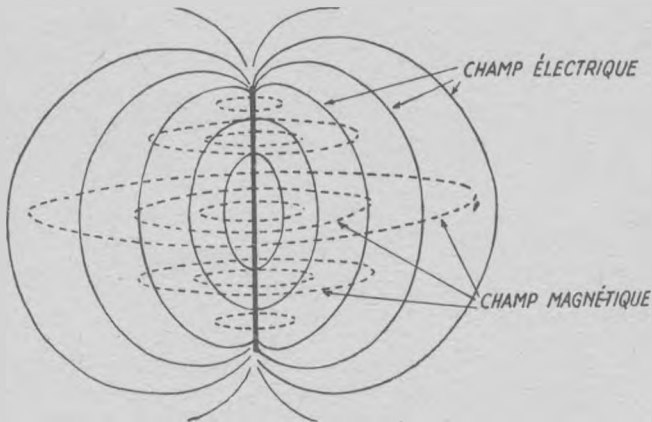


Fig. 219. — Champs électrique et magnétique d'un tronçon de conducteur parcouru par un courant alternatif.

période à la vitesse de la lumière n'a pas le temps de revenir s'y annuler avant la période suivante qui expédie une nouvelle onde : il est donc lancé dans l'espace sans espoir de retour, emportant une certaine quantité d'énergie empruntée au conducteur.

Lorsque ces ondes lancées à 300.000 kilomètres par seconde rencontrent un autre tronçon de conducteur de telle façon qu'il en fauche les lignes de force magnétiques, on sait qu'il devient le siège d'un courant induit où se retrouve une partie de l'énergie des ondes interceptées. Il suffit donc en principe d'alimenter le premier tronçon conducteur à l'aide d'un circuit émetteur approprié et de réunir convenablement le second à l'entrée d'un récepteur pour assurer la liaison. Le premier tronçon est l'antenne émettrice ou tremplin d'envol des ondes. Le second est l'antenne réceptrice ou filet de pêche du récepteur. On pressent déjà que le bond sera plus prestigieux et la pêche meilleure si l'élasticité du tremplin s'accorde avec la fréquence de l'énergie oscillante et si les dimensions des mailles correspondent exactement aux

poissons qu'elles doivent retenir. En fait, le pont aérien fonctionne, il fonctionne même très bien avec des antennes aussi sommaires -- pourvu qu'on ait observé toutes les règles du jeu.

Mais il ne suffit pas d'assurer la communication, il faut encore obtenir le maximum de portée avec le minimum d'énergie. Suivant les circonstances, on demande à l'antenne de concentrer ses ondes dans une seule direction ou au contraire d'asperger uniformément le territoire à la ronde, de ne recevoir qu'une seule fréquence ou d'admettre une large gamme de longueurs d'ondes. On conçoit intuitivement que l'antenne spécialisée dans l'émission des ondes kilométriques, comme celle de Sainte-Assise, soit assez différente de celle qui émet les ondes centimétriques du radar. Et c'est ainsi que sont nées de curieuses antennes en forme d'arête de poisson, de trombone, de projecteur, d'entonnoir, de tuyau fendu, de tréfle à quatre feuilles ou d'échelle d'acrobate dont les non initiés ne peuvent même pas deviner l'usage.

145. — Le circuit rayonnant.

Revenons à notre tronçon de conducteur rectiligne. Il s'agit de le faire parcourir par un courant alternatif, et c'est ici que les difficultés commencent.

Si nous raccordons ses deux extrémités à un générateur alternatif (*fig. 220-A*), il semble que les conditions soient remplies, puisqu'il naît une force électromotrice alternative entre les deux bouts du conducteur AB parcouru par un courant de même fréquence. Et pourtant, le rayonnement est insignifiant. La raison en est simple : AB n'est qu'une par-

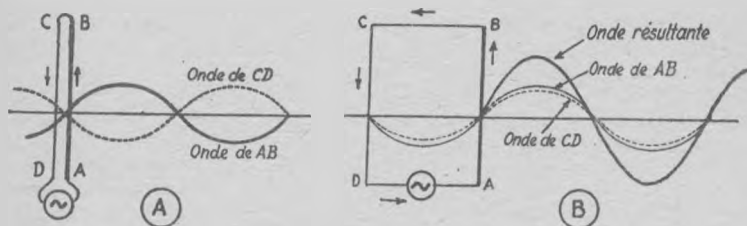


Fig. 220. — Rayonnement d'un circuit.

tie du circuit qui se referme par le conducteur CD sur le générateur, et comme CD est parcouru par le même courant que AB, mais en sens inverse, il rayonne une onde égale et opposée à celle de AB, si bien que la résultante de ces deux ondes est nulle, car elles se satisfont l'une l'autre.

Ecartons le chemin de retour CD de celui d'aller AB en donnant à cet écart la valeur d'une demi-longueur d'onde, par exemple 1 mètre à la fréquence de 150 MHz (*fig. 220-B*). Si nous plaçons une antenne réceptrice face au circuit, elle ne recevra toujours rien, parce qu'elle est à égale distance de AB et de CD qui émettent deux ondes égales et en anti-phase. Mais plaçons cette antenne dans le plan du circuit ABCD, par exemple vers la droite de la figure, et tout change. Le conducteur AB émet dans cette direction l'onde figurée-

en trait plein, tandis que C.D émet celle figurée en pointillé. Cette onde émise par CD est toujours en antiphasé avec celle émise par AB, mais comme elle doit parcourir une demi-longueur d'onde avant d'atteindre AB, elle y arrive en phase, et les deux ondes s'ajoutent en une onde résultante d'amplitude double.

Ceci vu, on comprend aisément que l'intensité du champ électromagnétique varie entre zéro et la valeur ci-dessus pour toutes les positions de l'antenne réceptrice dans un même rayon autour du circuit émetteur. Le résultat serait le même si AB et CD étaient séparés par un nombre impair de demi-longueurs d'onde, tandis qu'avec un nombre pair, la résultante serait de nouveau nulle. Pour tout autre écart, le déphasage d'une onde par rapport à l'autre est différent de 180 à 360° , et la résultante a une amplitude intermédiaire.

D'autre part, il est évident que si 1 cm d'antenne produit un certain champ électromagnétique à une certaine distance, 2 cms y produiront un champ double. On pourrait donc penser que le champ est proportionnel à la longueur de l'antenne, ce qui est souvent vrai mais pas toujours.

Une telle antenne rayonnerait également vers le zénith et la terre, à cause des segments CB et DA qui sont aussi parcourus par le courant et son rendement serait très faible pour des raisons qui apparaîtront plus loin. De plus, elle serait réalisable uniquement pour les très hautes fréquences, car ses dimensions deviendraient rapidement prohibitives. Il a donc fallu trouver autre chose.

146. — Le dipôle demi-onde.

Puisque le fil de retour nous gêne, voyons comment on pourrait le supprimer tout en assurant le passage d'un courant de A vers B, puis de B vers A dans notre tronçon de conducteur suspendu dans l'espace.

Nous savons que chaque élément du tronçon a une certaine self-induction puisque le passage du courant engendre un champ magnétique dont les lignes de force l'entourent

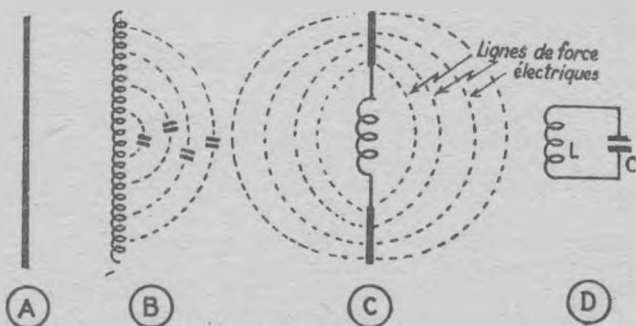


Fig. 221. — Tronçon de conducteur = circuit oscillant.

comme un manchon. D'autre part, chaque élément crée un champ électrique avec les autres éléments puisque leurs potentiels électriques sont différents. Autrement dit, le con-

ducteur présente une self-induction et une capacité réparties sur toute sa longueur, il équivaut à une longue bobine de faible rayon dont les spires seraient shuntées par de minuscules condensateurs (fig. 221-B).

Cette self et cette capacité réparties, nous pouvons les concentrer par la pensée, la première au milieu du conducteur sous la forme d'une bobine, la seconde aux extrémités qui jouent ainsi le rôle des armatures d'un condensateur (fig. 221-C). Nous obtenons l'équivalent d'un circuit oscillant en parallèle (fig. 221-D) dont la fréquence de résonance est fixée par la self L et la capacité C . Donc, notre simple tronçon de conducteur est un circuit oscillant dont le Q peut être fort élevé, car sa résistance sera faible si nous le faisons en tube de cuivre. Excitons-le à sa fréquence de résonance, il y naît une intensité oscillante considérable même avec une faible excitation (§ 34) et les capacités réparties se chargent à un potentiel oscillant élevé. On conçoit que dans ces conditions le champ électromagnétique soit important et le rendement élevé, car l'énergie fournie au résonateur est surtout dissipée en rayonnement utile, les pertes par effet Joule étant réduites à cause de la faible résistance du conducteur.

Voyons ce qui se passe le long de notre antenne en train de résonner (fig. 222). A un instant donné, les électrons se précipitent vers une des moitiés et se raréfient dans l'autre (A). A cause de la self-induction, ce lancement est progressif, il demande une certaine énergie qui s'accumule dans le champ magnétique qui croît en même temps que le courant, et celui-ci ne peut s'arrêter que progressivement, car il doit dissiper l'énergie de son champ magnétique qui s'évanouit. Notre courant ne rencontre qu'une faible résistance au centre

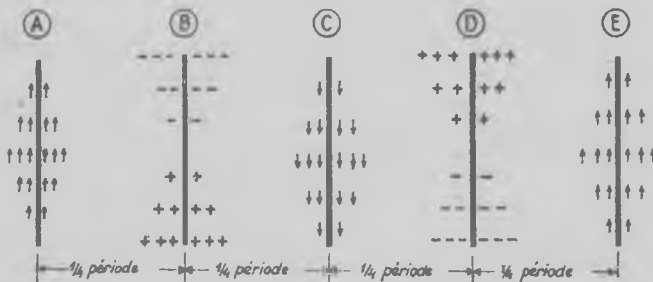


Fig. 222. — Représentation schématique du courant et des potentiels le long d'une antenne dipôle au moment de maxima. La valeur relative de l'intensité et de la tension est figurée par un nombre plus ou moins grand de flèches (courant) ou de signes (tension).

de l'antenne où l'intensité et le champ magnétique sont maximum, mais il ne peut dépasser les extrémités où l'intensité et le champ sont forcément nuls. Entre le centre et les deux bouts, l'intensité décroît progressivement au même instant.

Mais cette ruée d'électrons les tasse vers un des bouts qui devient négatif pendant qu'elle les raréfie à l'autre bout qui devient positif, tandis que le centre placé entre ces deux pôles reste pratiquement au potentiel zéro. Il naît donc une force électromotrice opposée au déplacement, mais le cou-

rant continue quand même en diminuant progressivement parce que son champ magnétique qui s'évanouit lui fournit l'énergie nécessaire pour lutter contre la tension grandissante. Au bout d'un quart de seconde, l'équilibre est cependant atteint, le champ magnétique a disparu, le courant s'arrête, les capacités réparties sont chargées et la tension est devenue maximum entre les deux moitiés de l'antenne et surtout entre ses deux bouts (B). L'énergie cinétique du champ *magnétique* disparu se retrouve à l'état d'énergie potentielle dans le champ *électrique* qui s'est formé.

Sous l'impulsion de cette force électromotrice, les électrons se remettent en marche en sens inverse et l'intensité atteint son maximum un quart de période plus tard. Nous nous retrouvons dans les mêmes conditions qu'au début, sauf la direction du courant (C). Un quart de période plus tard, les conditions de (B) se renouvellent au signe près : courant nul, potentiel maximum et finalement, après un nouveau quart de période, on se retrouve en (E) comme au début, et un nouveau cycle recommence.

Notez bien cependant que les conditions A B C D de la figure 222 sont des états instantanés au moment des maxima de tension ou d'intensité. Entre ces instants séparés par un quart de période, il y a tous les états intermédiaires où l'on trouve à la fois un courant et une tension qui croissent et décroissent tour à tour. Si nous convenons de représenter la tension et le courant le long de l'antenne par des points dont l'éloignement mesure leur grandeur, à droite de l'antenne s'ils sont négatifs et à gauche s'ils sont positifs, nous pouvons tracer leur courbe en réunissant tous les points par un trait continu pour l'intensité et pointillé pour la tension. La figure 223 représente ainsi le film des variations de V et de I pendant une période.

Les endroits où l'intensité et la tension sont maximum s'appellent des *ventres*, tandis que les endroits où elles sont

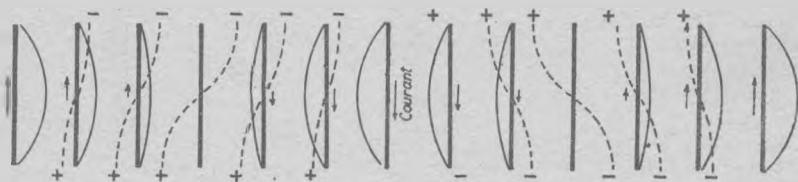


Fig. 223. — Répartition des courants et des tensions au cours d'une période dans un dipôle oscillant en demi-onde. Tension : courbes pointillées. — Courant : courbes continues.

minimum portent le nom de *nœuds*. Le long du dipôle vibrant en demi-onde, il y a donc un ventre d'intensité au centre et un ventre de tension à chaque bout, avec un nœud de tension au centre et un nœud d'intensité à chaque bout.

On voit qu'à tout moment l'antenne est le siège d'une demi-onde de tension et d'intensité qui palpite sur place : c'est une demi-onde stationnaire. Comme une telle antenne a deux pôles, on l'appelle un *dipôle* ou doublet, ou encore antenne Hertz parce qu'elle fut imaginée par ce savant pour ses célè-

bres expériences. C'est l'antenne fondamentale dont toutes les autres dérivent.

La longueur d'un dipôle demi-onde est légèrement inférieure (3 à 7 %) à une demi-longueur d'onde dans l'air libre, la variation dépend de la fréquence, du diamètre du conducteur, de l'isolation terminale qui modifie la capacité.

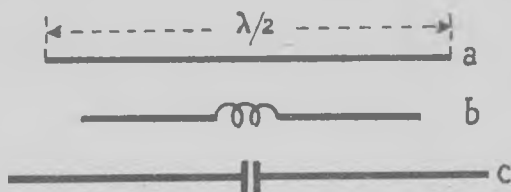


Fig. 224 — Comment on accorde un dipôle trop court (b) ou trop long (c).

Toutefois, un dipôle peut s'accorder à une fréquence un peu différente de celle qui correspond à sa longueur (fig. 224). S'il est un peu trop court, il suffit de le charger en insérant à son centre l'inductance qui lui manque, sous la forme d'une bobine de quelques spires. S'il est un peu trop long, on le raccourcit électriquement à l'aide d'une capacité insérée au centre.

147. — Rayonnement du dipôle.

Le calcul de l'énergie rayonnée par un conducteur fait appel à des conceptions mathématiques qui n'ont pas leur place ici. Nous nous contenterons d'en indiquer le résultat.

On sait que le champ électromagnétique arrivant à un point donné de l'espace se mesure en *volts par mètre* dans la direction des lignes de force électriques qui déterminent le sens de sa polarisation. Cette différence de potentiel existe réellement dans l'espace : il suffit d'y placer un conducteur orienté suivant la composante électrique du champ pour qu'il soit effectivement parcouru par un courant. Si la composante électrique d'un champ atteignait 1 volt par mètre, la composante magnétique serait égale à 3 oersteds.

On peut montrer que le champ électromagnétique produit en un point P de l'espace distant de D mètres d'un élément d'antenne de longueur ΔL mètre faisant un angle θ avec cette direction (fig. 225-A) a pour valeur :

$$E \text{ volts par mètre} = 10^7 \frac{\Delta L}{D} \omega I \cos \omega (t - D/c) \sin \theta$$

formule où $\omega = 2\pi f$, I = courant en ampères dans l'élément, t = temps en secondes et c = vitesse en mètres de la lumière, soit 300 millions.

Lorsque la distance ne dépasse pas quelques milliers de kilomètres, D/c n'a qu'une faible valeur qu'on peut négliger sans grosse erreur, et la formule ci-dessus se simplifie :

$$E \text{ volts par mètre} \approx 10^7 \frac{\Delta L}{D} \omega I \cos \omega t \sin \theta$$

On voit que le champ est proportionnel à la longueur de

l'élément, à l'intensité, au sinus de l'angle et inversement proportionnel à la distance. Pour connaître le champ total produit par une antenne réelle, il suffit d'additionner les champs produits par tous les éléments ΔL .

Puisque le champ est proportionnel au sinus de l'angle formé par le dipôle et la direction de propagation, il est donc nul dans l'axe du dipôle et maximum dans la direction perpendiculaire.

Si nous représentons le champ rayonné dans chaque direction par une flèche dont la longueur soit proportionnelle à son intensité, nous obtenons la figure 225-B. On voit qu'en réunissant les pointes de toutes les flèches, on trace deux

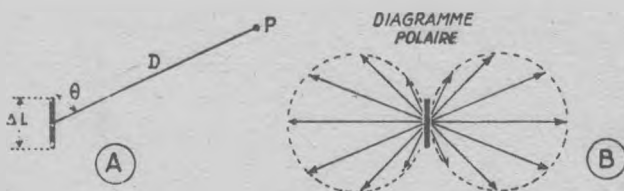


Fig. 225. — Rayonnement d'un élément d'antenne.

cercles de part et d'autre de l'antenne, qui constituent le *diagramme polaire* de son champ dans le plan du papier. Mais le rayonnement est le même si l'on fait tourner le papier autour de l'antenne comme axe, si bien que pendant cette rotation, le diagramme polaire décrit une surface de révolution dite torique qu'on peut se représenter en comprimant par le milieu, entre le pouce et l'index, une balle de caoutchouc à peine gonflée. Le rayonnement dans n'importe quelle direction est proportionnel à la distance entre le centre et la paroi de balle ainsi déprimée en forme de tore.

148. — Impédance et résistance de rayonnement.

Une faible part de l'énergie fournie à une antenne accordée est dissipée en chaleur par effet Joule dans la résistance dynamique du conducteur. La majeure partie est le rayonnement utile. Il est commode d'imaginer qu'elle se dissipe dans une résistance fictive de l'espace appelée *résistance de rayonnement* et qui serait en série avec la résistance dynamique du conducteur. Selon la loi de Joule, la résistance de rayonnement est égale aux watts rayonnés divisés par le carré des ampères circulant dans un ventre d'intensité. Dans un dipôle demi-onde en espace libre, elle vaut à peu près 73 ohms et diminue légèrement quand on grossit le conducteur.

Comme la résistance de celui-ci est habituellement négligeable, l'*impédance* Z du dipôle demi-onde est donc de 73 ohms au centre, où la tension est minimum et l'intensité maximum. Mais $Z = E/I$, elle augmente progressivement quand on s'éloigne du centre pour atteindre environ 2.500 ohms aux extrémités, où E est maximum et I minimum.

La variation de l'impédance le long d'une antenne résonnante est une caractéristique très importante. On la retrouve dans tous les autres types d'antennes entre les ventres et les

nœuds d'intensité ou de tension. On l'utilise pour marier correctement l'antenne aux appareils où à la ligne, comme nous le verrons plus loin.

149. — Influence de la terre.

Le diagramme de rayonnement tel que nous l'avons vu au § 146 s'entend pour l'antenne dite « en espace libre », c'est-à-dire éloignée de la terre et de tous autres objets d'un nombre important de longueurs d'onde. Avec un bon mât et des ondes décimétriques, c'est à peu près réalisable, mais lorsque la fréquence descend au-dessous de 50 MHz, l'influence du sol n'est plus négligeable.

Si le sol est bon conducteur, il agit comme un miroir et réfléchit les ondes qui le frappent : l'onde réfléchie fait avec le sol un angle α égal à celui que fait l'onde incidente, si bien qu'elle semble provenir de l'image de l'antenne vue dans le miroir formé par le sol (fig. 226).

On pourrait penser que tout est pour le mieux, puisque cette réflexion renforce le rayonnement direct. Mais remar-

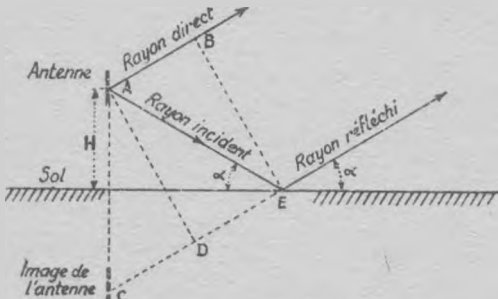


Fig. 226. — Réflexion par le sol.

quons qu'une station éloignée reçoit en même temps le rayon direct et celui réfléchi, et que ce dernier a parcouru la distance CD de plus que le premier. Si H est la hauteur de l'antenne au-dessus du sol, on voit sur la figure que $CD = 2H \sin \alpha$. Cette différence de trajet peut être une longueur d'onde et l'énergie rayonnée dans cette direction est double de celle de l'onde directe, puisque l'onde réfléchie est en phase avec elle. Par contre, si CD est une demi-longueur d'onde, elles sont en antiphasse et se neutralisent, l'énergie rayonnée est nulle dans cette direction. Entre ces deux extrêmes, nous avons toutes les gradations. Le diagramme théorique du rayonnement en espace libre s'en trouve quelque peu modifié.

La différence de phase entre l'onde directe et la réfléchie dépend de H et de α . On cherche évidemment à renforcer le rayonnement dans un angle tel que la portée soit maximum. Par conséquent, α est généralement faible, ce qui demande une antenne élevée, et d'autant plus que la longueur d'onde est plus grande.

Mais si la mer constitue un bon réflecteur, le sol sec est un conducteur très imparfait qui absorbe une partie de

l'énergie rayonnante et réfléchit l'autre à la manière de l'ionosphère, avec une bonne part de réfraction. Il en résulte un arrondissement, un étalement de l'angle de réflexion avec déphasage. Les phénomènes de renforcement et d'affaiblissement sont moins nets.

L'effet du sol est d'ailleurs identique pour l'antenne de réception : il agit comme un miroir qui lui renvoie, en phase ou non, de l'énergie supplémentaire qui renforce la réception ou l'affaiblit dans certaines directions. L'effet varie avec la fréquence.

150. — L'antenne quart d'onde.

Marconi eut l'idée d'utiliser la terre comme réflecteur pour réduire de moitié la longueur de l'antenne dipôle. En effet, si nous dressons verticalement un demi-dipôle sur le sol conducteur en assurant la liaison électrique, il sera virtuellement prolongé par son image, exactement comme lorsque nous plantons une bougie allumée sur un miroir horizontal. Nous obtenons l'équivalent d'un dipôle demi-onde, dont la moitié réelle vibre en quart d'onde stationnaire (fig. 227-A). On voit qu'il y a un ventre d'intensité à la base où la tension

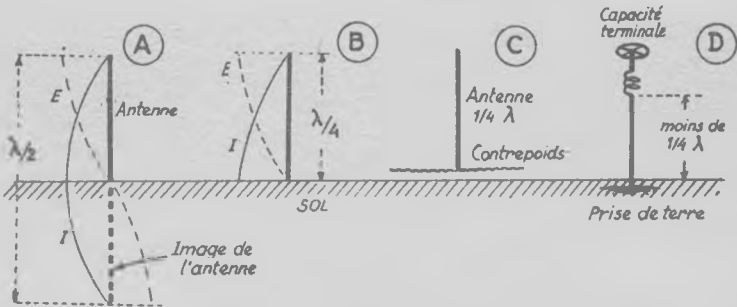


Fig. 227. — L'antenne quart d'onde.

est nulle, et un ventre de tension au sommet où le courant est nul (fig. 227-B).

Pour remplir son rôle de réflecteur électrique, le sol doit être excellent conducteur et le contact parfait. Comme ce n'est pas toujours le cas, on tourne la difficulté en enterrant un treillis métallique ou des conducteurs divergents sous l'antenne, ou encore en tendant parallèlement au sol une nappe de fils conducteurs ou *contrepoids*, qui agit par capacité avec le sol (fig. 227-D).

L'antenne Marconi a plusieurs avantages sur le dipôle lorsque la longueur d'onde dépasse 50 mètres : il faut moins de conducteur, moins de supports, moins de hauteur, le ventre d'intensité est à hauteur du sol, ce qui permet d'y raccorder directement l'émetteur ou le récepteur. Mais son rendement est généralement inférieur à celui du dipôle à cause de la résistance du sol. Pour des raisons évidentes, on ne peut pas l'utiliser en ondes métriques ou plus petites.

Comme le dipôle demi-onde, l'antenne quart d'onde peut être électriquement « allongée » si elle est plus courte que

le quart de l'onde désirée, en insérant une bobine à grand facteur Q quelque part dans sa longueur et de préférence au sommet, afin de déplacer le ventre d'intensité au-dessus du sol pour améliorer le rayonnement et diminuer les pertes dues à la résistance du contact antenne-sol. L'adjonction d'une capacité terminale (boule, cercle, etc.) augmente encore l'effet : en somme, la bobine et la capacité apportent sous forme comprimée la self et la capacité réparties qui manquent à l'antenne réelle pour osciller à plus basse fréquence (fig. 227-D).

151. — Oscillation en harmoniques.

Un dipôle ou une antenne Marconi peuvent résonner non seulement sur la fréquence fondamentale correspondant à leur longueur — une demi-onde pour le premier et un quart d'onde pour la seconde — mais encore sur les harmoniques de ces fréquences.

Le dipôle doit évidemment présenter un *nœud d'intensité* à chaque extrémité, puisque le courant ne peut aller plus loin. Il peut donc être le siège, non seulement d'une demi-onde stationnaire, mais aussi d'une onde entière, d'une onde et demi, de deux ondes, etc., et par conséquent résonner sur

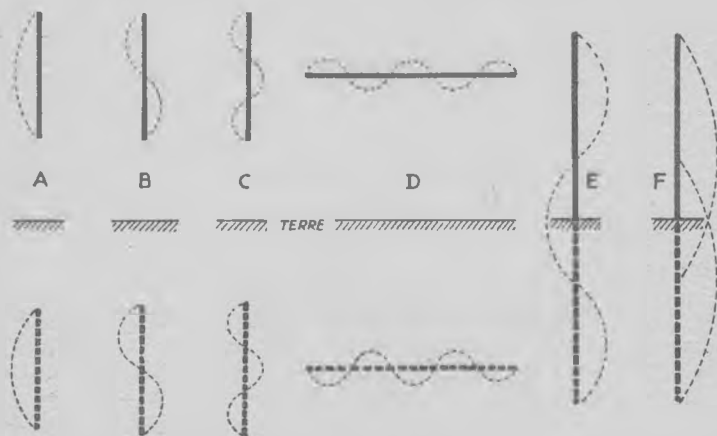


Fig. 228. — Oscillation en harmoniques des antennes simples et de leurs images (pointillé gras) formées par réflexion sur le sol.

A.	—	Dipôle	oscillant	sur	fréquence	fondamentale	(1/2 onde).
B.	—	»	»	»	»	harmonique 2	(onde entière).
C.	—	»	»	»	»	3	
D.	—	»	»	»	»	5	
E.	—	Marconi	»	»	»	3	
F.	—	»	»	»	»	2/3	

les harmoniques entiers 2, 3, 4, etc., de la fréquence fondamentale (fig. 228 A, B, C, D).

L'antenne Marconi doit présenter un ventre d'intensité vers sa base. En plus de sa fréquence fondamentale, elle peut résonner sur les harmoniques impairs (fig. 228-E) et même sur certains harmoniques fractionnaires (fig. 228-F).

On peut favoriser ou éviter l'oscillation en harmoniques

par un couplage judicieux de l'antenne avec l'appareil ou la ligne. Par exemple, l'oscillation de la figure 228-F s'obtient en injectant l'intensité oscillante au point F situé au tiers inférieur de l'antenne et correspondant au ventre d'intensité.

152. — Polarisation. Hauteur effective.

Nous avons vu que la composante électrique du champ électromagnétique est orientée comme l'antenne qui l'émet. Si celle-ci est verticale, la composante électrique l'est aussi et le demeure sensiblement, sauf une faible rotation produite par la traversée de milieux hétérogènes comme l'ionosphère ou par des réflexions sur un sol semi-conducteur. On dit que le champ est polarisé *verticalement*. Il le serait horizontalement si l'antenne d'émission était horizontale.

L'antenne réceptrice doit évidemment être orientée suivant la composante électrique pour soustraire le maximum d'énergie des ondes qui la balaient (§ 144).

Aux fréquences jusqu'à 30 MHz, la polarisation de l'antenne émettrice est généralement verticale, parce qu'un dipôle vertical ou une antenne Marconi rayonne uniformément dans toutes les directions horizontales. Au contraire, l'antenne installée horizontalement rayonne moins dans sa propre

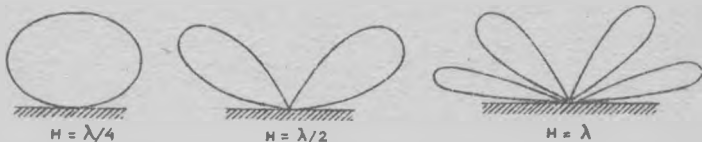


Fig. 229. — Influence de la hauteur d'antenne sur la propagation.

direction que latéralement (*fig. 225*) et par conséquent expédie ses ondes dans deux directions opposées.

Mais le sol n'est pas un miroir parfait, il absorbe une partie de l'énergie rayonnante, surtout quand la hauteur de l'antenne est faible par rapport à la longueur d'onde λ . De plus, nous avons vu sur la figure 226 que le rayonnement réfléchi dans une direction faisant un angle α avec le sol est en retard sur le rayonnement direct d'une longueur $2 H \sin \alpha$. Si cette longueur est égale à λ ou un nombre entier de λ , les deux rayonnements sont en phase et se renforcent. Si elle est égale à $\lambda/2$ ou un nombre impair de demi-longueurs d'onde, ils cheminent en opposition, donc se neutralisent et c'est le silence. Entre ces deux extrêmes, la réception varie progressivement.

Il est facile de voir (*) que le rayonnement en présence d'un sol parfaitement réfléchissant est égal à celui en espace libre multiplié par le facteur $2 \sin (2 \pi \sin \alpha \cdot H/\lambda)$. L'intensité du rayonnement dans les différentes directions dépend donc non seulement de l'angle α qu'elles forment avec le sol, mais encore du rapport hauteur/longueur d'onde. La figure 229 donne les diagrammes polaires de rayonnement pour des hauteurs d'antenne égales à un quart, une demi et une lon-

(*) En effet, la différence de chemin $2 H \sin \alpha$ correspond à un déphasage en radians égal à $2 \pi (2 H/\lambda) \sin \alpha$.

gueur d'onde. On voit l'intérêt d'une hauteur suffisante pour atteindre une grande portée.

Notez bien cependant qu'il ne s'agit pas ici de la hauteur réelle de l'antenne, mais de sa *hauteur effective*, c'est-à-dire de la distance au sol du centre de gravité de ses capacités réparties. Pour un dipôle, c'est la distance qui sépare son centre du sol ou de la masse conductrice la plus proche. Pour une antenne quart d'onde, elle est égale à $2/\pi$ ou environ 0,63 fois la hauteur totale — du moins théoriquement.

152 bis. — La réciprocité rayonnement \leftrightarrow réception.

La plupart des propriétés d'une antenne donnée sont les mêmes lorsqu'elle rayonne de l'énergie et lorsqu'elle en reçoit. Placée dans un champ électromagnétique de même fréquence que celui qu'elle émettrait, elle vibre suivant les mêmes modes, avec des nœuds et ventres d'intensité ou de tension aux mêmes points, et sa sensibilité dans les différentes directions correspond aux mêmes diagrammes polaires que ceux de l'intensité du champ qu'elle pourrait émettre.

Ceci résulte du principe de lord Rayleigh, qui établit la réciprocité du rayonnement et de la réception : *Si une tension oscillante appliquée en un point A d'une antenne produit un certain courant en un point B d'une autre antenne, la même tension appliquée à ce même point B de celle-ci produira le même courant au point A de la première antenne.*

Par conséquent, tout ce qui a été dit plus haut de la réflexion terrestre, de la polarisation, des harmoniques, de la hauteur effective, de l'effet directif, s'applique aussi bien à l'antenne de réception. Et en fait, les amateurs émetteurs se servent le plus souvent de la même antenne pour émettre et pour recevoir, car ses qualités de rendement et de directivité sont les mêmes quand elle extrait de l'énergie des ondes ou quand elle les émet.

153. — L'antenne courante de réception.

Quand il s'agit d'assurer sur ondes courtes une liaison transocéanique ou de recevoir à grande distance une émission de télévision, le meilleur est tout juste assez bon. On utilise donc une antenne résonnante comme celles que nous venons de voir, ou même d'autres antennes plus efficaces encore dont nous étudierons plus loin quelques types.

Mais la réception des radio-concerts s'accommode fort bien d'une antenne moins élaborée. C'est une antenne *apériodique* qui n'a — théoriquement — aucune préférence pour certaines fréquences, parce que sa fréquence propre est en dehors de celles qu'on cherche à recevoir ou bien parce qu'elle est amortie par l'impédance de charge que lui imposent les circuits d'entrée du récepteur ou la ligne de transmission.

Tout ce qu'on lui demande, c'est d'extraire des ondes assez de millivolts pour satisfaire la grille d'entrée, de n'être pas trop difficile à installer, de ne pas attirer la foudre et de ne pas pêcher trop de parasites dans les lignes électriques des environs. On ne lui demande pas d'être directive, mais au

contraire de recevoir tout ce qui vient des quatre points cardinaux.

C'est habituellement une antenne dérivée de la Marconi, donc formée d'un conducteur relié au sol par une « prise de terre », puis s'élevant à une certaine hauteur, avec le récepteur intercalé quelque part par l'intermédiaire d'un circuit de couplage. Si la terre était proche du poste, si l'antenne était assez haute et assez dégagée, s'il n'y avait pas de lignes électriques voisines, tout serait pour le mieux. Mais le plus souvent la partie dite « fil de terre » allant du récepteur au sol est couplée par capacité avec les masses conduc-

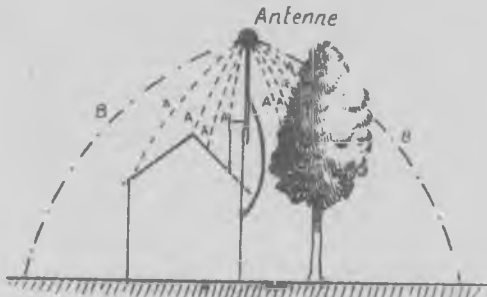


Fig. 230. — A. — Lignes de force réelles.
B. — Lignes de force en l'absence de la maison ou de l'arbre.

trices de l'immeuble ; si bien que l'antenne commence au récepteur — et sa hauteur effective n'est que la distance de son centre à la masse conductrice la plus proche : toit en zinc, poutrelles, arbres (fig. 230). Le brave auditeur qui habite au cinquième et s'imagine que son antenne intérieure « a une bonne hauteur » se fait de douces illusions sur son efficacité...

Heureusement, cette antenne peut avoir la chance d'être couplée avec des masses métalliques isolées du sol, ce qui



Fig. 231. — Antenne extérieure courante.

augmente sa capacité terminale, donc sa hauteur effective puisque celle-ci se compte à partir du centre de gravité des capacités réparties. Ou encore, elle est couplée avec le sec-

teur, ce qui augmente un peu sa hauteur effective au prix d'autres embêtements.

Puisqu'on ne peut pas monter bien haut au-dessus du toit, il reste les expédients. Nous pouvons par exemple terminer notre antenne verticale par une capacité importante : boule métallique, cage, etc., dont nous venons de voir le rôle. Nous pouvons en faire partir une nappe ou un fil horizontal qui augmente sa longueur en jouant de plus le rôle de capacité terminale (fig. 231).

Lorsque l'antenne est extérieure, il est prudent de la munir d'un parafoudre qui l'isole du sol tout en permettant aux hautes tensions développées par un orage d'aller s'y perdre. Il est essentiellement constitué par un tube au néon dont les électrodes sont deux pointes ou deux peignes en regard. Quand une surtension se produit dans l'antenne par temps orageux, le tube au néon s'amorce et relie pratiquement l'an-

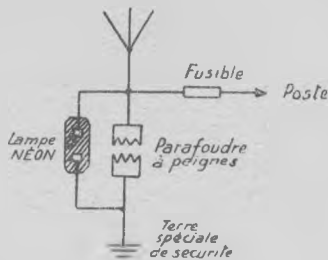


Fig. 232.

tenne à la terre jusqu'à ce que la tension tombe au-dessous de la valeur de désionisation. La brusque surtension d'un coup de foudre trouve aussi un chemin plus perméable par l'arc qui éclate entre les pointes que par le récepteur dont le circuit d'entrée lui oppose son inductance, sans compter le fusible protecteur. Par mesure de sécurité, la prise de terre du parafoudre est extérieure à l'édifice.

● Avec la multiplication des petits moteurs, toute maison moderne est une usine à parasites, faits par elle ou par ses voisins et qu'elle rayonne généreusement à l'aide de son installation électrique couplée aux masses métalliques voisines. Mais elle ne les rayonne pas bien loin en général. On peut considérer qu'elle s'enveloppe d'un « brouillard de parasites » qui devient négligeable à quelques mètres au-dessus du toit.

Il est donc intéressant d'ériger l'antenne hors de ce brouillard, et rien que là. Comme on ne peut tout de même pas aller s'asseoir sur la cheminée pour écouter le poste installé plus haut que le toit, il a bien fallu faire descendre les microvolts récoltés par l'antenne jusqu'à l'appartement, à l'aide d'un conducteur passant par le récepteur et aboutissant à la terre. Mais ce fil de descente est aussi partie intégrante de l'antenne, et il collecte ce qu'il trouve sur place : l'onde désirée et les parasites dont il traverse le brouillard. Pour éviter ceci, il suffit de blinder le fil de descente et de mettre le blindage à la terre. L'antenne se trouve ainsi réduite à la partie qui dépasse le blindage, elle ne reçoit

presque plus de parasites puisqu'elle est au-dessus de la mêlée. La réception est moins forte, mais plus pure (fig. 233).

Malheureusement, il y a un inconvénient. Le fil de descente et le blindage métallique qui l'entoure forment les deux armatures d'un condensateur, c'est-à-dire un chemin de fuite vers la terre pour le signal capté par l'antenne. La fuite est proportionnelle à la capacité et surtout à la fréquence du signal, car le diélectrique solide qu'on est bien obligé de

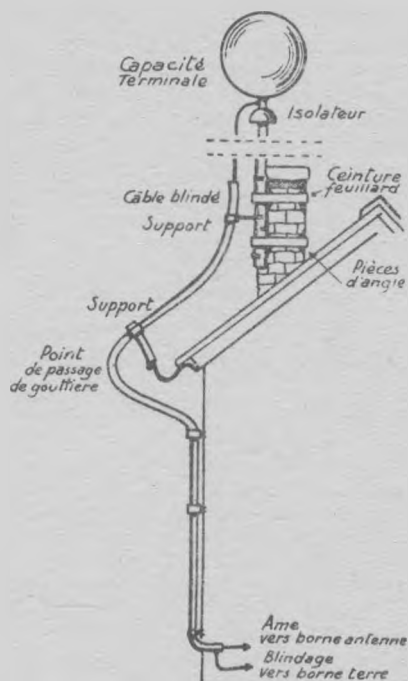


Fig. 233. — Antenne verticale à descente blindée.

mettre pour assurer le centrage du fil de descente dans sa gaine de blindage introduit de nouvelles pertes en haute fréquence. Par conséquent, il faut un fil mince centré dans une large gaine par le minimum d'isolant solide, comme le câble coaxial dont il sera question plus loin.

154. — L'antenne réceptrice élaborée.

Le blindage n'arrête que la composante électrique du champ parasite, la descente est toujours sensible à la composante magnétique. Pour éliminer celle-ci, il faut utiliser deux fils de descente parallèles et rapprochés dans lesquels le champ magnétique induit deux forces électromotrices égales. Il suffit alors de les opposer l'une à l'autre dans le primaire d'un transformateur pour s'en débarrasser, comme le montre la figure 234.

En bas de l'antenne proprement dite, c'est-à-dire avant d'entrer dans le champ des parasites, on dispose un transfo

abaisseur de tension dont le secondaire alimente la ligne de descente à deux fils parallèles légèrement torsadés ou mieux « transposés », c'est-à-dire inversés de place en place de manière à bien équilibrer la tension induite dans chacun d'eux par les parasites. Arrivés au récepteur, ils alimentent un transformateur éleveur dont le primaire a son point milieu réuni à la terre et dont le secondaire est réuni au circuit d'entrée du récepteur. Résultat : le signal capté par l'antenne arrive normalement au poste par la chaîne : transfo

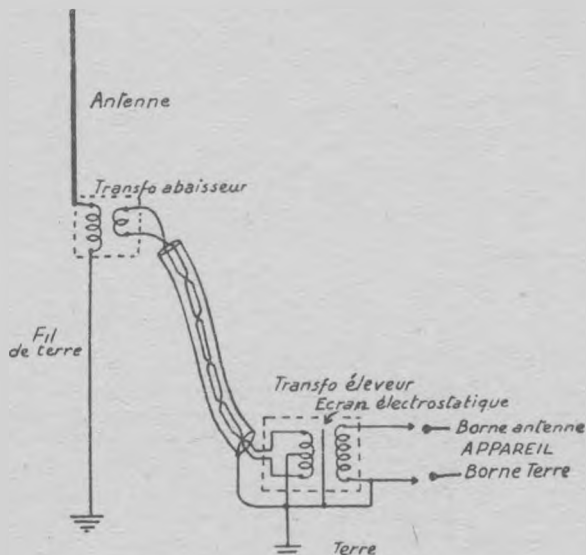


Fig. 234. — Antenne verticale à descente par ligne bifilaire transposée et transformateurs.

abaisseur-ligne-transfo éleveur, mais toutes les tensions captées par la ligne ont le même sens dans les deux conducteurs et se neutralisent dans le primaire où elles s'opposent.

Pourquoi abaisse-t-on la tension déjà très basse du signal ? Parce que les pertes par capacité et par le diélectrique diminuent comme le carré de la tension. Avec des transfos de rapport 1 : 5, la perte par capacité est réduite à 1/25 de ce qu'elle était.

Malgré tout, la solution est encore bâtarde, car les impédances de l'antenne, de la ligne et du circuit d'entrée du récepteur ne peuvent être correctement mariées par des transformateurs de rapport fixe pour toutes les fréquences. Le rendement est donc variable selon la bande reçue.

On peut simplifier la descente équilibrée ci-dessus, en ne conservant que le transformateur d'entrée. Les deux fils de descente sont torsadés, un seul conducteur est réuni à l'antenne, l'autre ayant pour seule mission de capter juste autant de parasites dans le même sens que le premier. Il y a, évidemment, des pertes par capacité, mais une telle descente est généralement satisfaisante si elle n'est pas trop longue.

Les amateurs de simplification peuvent aller encore plus

loin en supprimant le dernier transformateur, ou plutôt en le confondant avec le circuit d'entrée du récepteur qui est alors formé du primaire de la figure 235, tandis que le secondaire n'est autre que le circuit oscillant qui attaque la grille du premier tube.

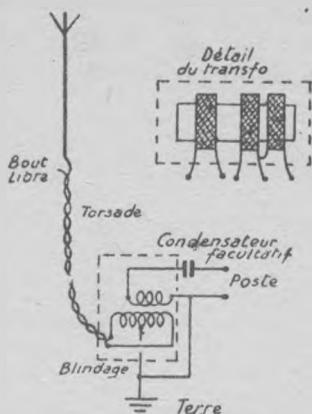


Fig. 235. — Descente d'antenne équilibrée.

● Antenne toutes ondes équilibrée.

A égalité de longueur, 15 mètres de fil tendus verticalement ont un pouvoir de captation supérieur à la même longueur tendue horizontalement, à cause de la hauteur effective et de la polarisation des ondes qui est le plus souvent verticale à l'émission. Mais les signaux à ondes courtes ont habituellement une composante horizontale importante, leur polarisation ayant tourné par réfractions successives, si bien que l'antenne horizontale vaut la verticale pour leur réception. Comme, d'autre part, beaucoup de parasites du secteur électrique sont polarisés verticalement près du sol, on peut souvent augmenter le rapport signal/bruit en utilisant une antenne horizontale.

Pour la réception de la radio-diffusion, on a donc combiné

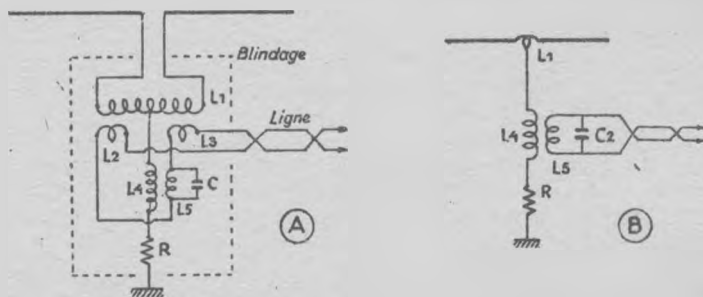


Fig. 236. — Antenne toutes ondes à transformateur sélectif.

des systèmes de captation à antenne horizontale non directive avec un couplage par transformateurs et ligne à rendement pratiquement constant pour toutes les fréquences. La figure 236 montre le principe d'une telle antenne. C'est un

dipôle d'environ 15 mètres, chargé au centre par L_1 , qui est inductivement couplé à la ligne par L_2 et L_3 . Le point milieu du dipôle est mis à la terre par $R = 500 \Omega$, avec couplage à la ligne par L_4-L_5 . Les valeurs des L et de C sont telles qu'en ondes courtes C agit comme un court-circuit, ce qui supprime virtuellement L_4 , L_5 et C .

Si la fréquence descend plus bas que 5 MHz environ (ondes moyennes), le couplage $L_1-L_2-L_3$ devient inefficace, tandis que celui L_4-L_5 devient prépondérant. Le système devient équivalent à la figure 236 B : c'est une antenne verticale à sommet développé horizontalement et non plus un dipôle, car aux fréquences basses la self de L_1 ne compte guère.

L_1 peut être éventuellement accordée par un C fixe pour favoriser une gamme O.C. Chaque branche du dipôle peut être formée de deux conducteurs formant un V allongé dont la pointe est réunie à L_1 , ce qui élargit la bande de fréquences reçues. La ligne aboutit à un transformateur d'entrée plus ou moins élaboré à l'arrivée au récepteur.

● Le secteur-antenne.

Le secteur électrique peut servir à la rigueur de collecteur d'onde : il suffit de réunir un de ses fils au circuit-grille du premier tube récepteur, en ayant soin d'interposer un condensateur de quelques centaines de picofarads pour arrêter le courant de 50 Hz, tout en laissant passer la haute fréquence. Là-dessus, de joyeux fumistes ont imaginé toutes sortes d'éliminateurs d'antennes aux prétentions anti-parasites, agrémentés de bobinettes et d'astuces réjouissantes pour faire impression sur les nigauds qui assistent à la « démonstration » truquée. Il paraît que cela se vend toujours...

Mais, diront certains, je n'ai pas besoin d'antenne pour entendre les radio-concerts. J'accroche le fil de terre à la borne ANTENNE de mon poste, avec rien du tout à la borne TERRE et cela marche. Ma « hauteur effective d'antenne », comme vous dites, est rigoureusement égale à zéro.

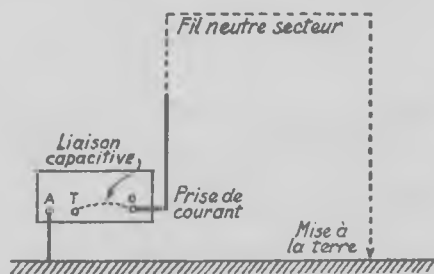


Fig. 237. — Fonctionnement avec la terre en guise d'antenne.

Pas précisément, car le châssis d'un récepteur est capacitivement réuni au fil neutre du secteur qui est mis à la terre au poste de transformation. Donc, la borne TERRE se rend quand même à la terre, mais par un long fil suivant un trajet sinueux. Si nous mettons la borne ANTENNE directement à la

prise de terre la plus proche, tout se passe comme si nous avions branché entre les deux bornes une très grande boucle conductrice, capable de capter les émissions pas trop éloignées et surtout les parasites (fig. 237).

155. — Les cadres antiparasites.

Tout le monde sait qu'un cadre n'est qu'une bobine plate et de grande section, comportant peu de spires et qui s'accorde avec un condensateur variable sur la fréquence à recevoir. C'est la composante magnétique du champ qui induit dans le cadre une tension oscillante proportionnelle à la valeur dudit champ, au nombre de spires, à leur surface et au sinus de l'angle fait par le plan du cadre avec la direction du champ magnétique.

Puisque le cadre a un effet directif, nous allons pouvoir non seulement profiter de sa sélectivité, mais encore diminuer une bonne partie des parasites en l'orientant judicieusement pour échapper à leur composante magnétique horizontale. Oui, mais il reste la composante électrique verticale, qui induit dans chaque moitié verticale du cadre des tensions opposées qui s'annulent, mais agissent sur lui comme sur une petite antenne : en effet, une moitié du cadre est à la terre tandis que l'autre est réunie à la première grille: Il en résulte une dissymétrie que les parasites mettent à profit.

Notre cadre, se trouvant placé dans le faible champ de l'émetteur lointain et dans celui beaucoup plus puissant des sources de parasites rapprochées, captera magnétiquement le premier et électriquement le dernier, même avec la meilleure orientation du monde. Et ce n'est pas toujours l'émetteur lointain qu'on entendra le plus fort. C'est pourquoi le cadre normal d'il y a vingt ans avait pratiquement disparu, laissant la place à l'antenne antiparasite.

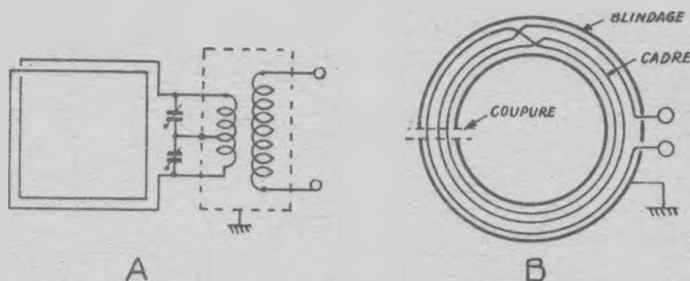


Fig. 238. — Cadre compensé et cadre blindé.

Mais le cadre n'avait pas dit son dernier mot. On peut en effet le débarrasser de l'effet d'antenne par deux moyens : il faut, ou bien le rendre électriquement symétrique, ou bien le blinder comme une descente d'antenne et mettre le blindage à la terre, car le blindage n'arrête pas le champ magnétique.

La figure 238 montre l'application de ces deux remèdes.

En A, on voit le principe du cadre compensé, qui est monté comme une sortie push-pull. Ses deux extrémités sont réunies

au primaire d'un transformateur avec prise médiane à la terre et deux trimmers pour l'équilibrage rigoureux des capacités ; c'est le secondaire qui est réuni à l'entrée du récepteur.

En B, le cadre proprement dit est enfermé dans un blindage mis à la terre. Remarquez la coupure dans le blindage pour éviter qu'il ne forme une spire en court-circuit.

Mais de tels cadres, s'ils éliminent bien les parasites, ont encore un défaut : le manque de sensibilité. Il ne peut être question de revenir aux imposantes dimensions d'autrefois

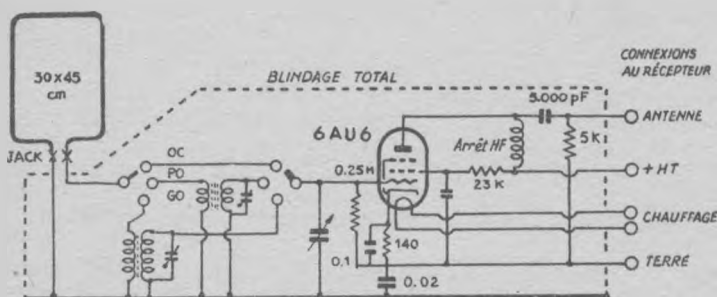


Fig. 239. — Cadre monopole amplifié (d'après TOUTE LA RADIO).

qui permettaient de recevoir les faibles émissions. On a donc tourné la difficulté en utilisant un petit cadre compensé et en le montant sur un support contenant un étage d'amplification supplémentaire qui apporte la sensibilité dont on a besoin (fig. 239).

● Il existe enfin un moyen plus récent d'augmenter l'efficacité d'un cadre : c'est de le munir d'un noyau magnétique H.F. à faibles pertes, tel que le FERROXCUBE (§ 27). Un tel noyau « aspire » littéralement les lignes de force magnétiques du champ environnant ce qui permet de réduire énormément les dimensions du cadre.

LES LIGNES OU « FEEDERS »

Avant d'aller plus loin dans l'étude des antennes et de leur couplage avec l'émetteur ou le récepteur, il nous faut examiner un peu la ligne de transmission, car son comportement est fort curieux. Nous entrons ici dans le domaine du paradoxe où le vrai n'est pas toujours vraisemblable.

156. — Propagation dans une ligne.

Je vous présente deux conducteurs parallèles. Ils forment un condensateur dont la capacité est répartie sur toute leur longueur et dont les deux « armatures » présentent une certaine self-induction également répartie. Nous trouvons partout la même valeur de self et de capa par centimètre de longueur, si bien que nous pouvons nous figurer la ligne comme une multitude de minuscules bobines en série, avec

une multitude de minuscules condensateurs en parallèle (fig. 234).

Raccordons un générateur de courant à haute fréquence à l'entrée de notre ligne que nous supposons très longue. A la première alternance, le début d'un conducteur devient positif, l'autre négatif, les électrons s'ébranlent et il naît un courant bien que le circuit soit ouvert à l'autre bout de la ligne, car il se referme quand même à travers la capacité répartie. Le courant traverse donc L_1 , dont l'inductance le déphase *en arrière* de la tension, ce qui équivaut à retarder sa croissance, puis il rencontre L_2 , qui en fait autant, cependant qu'il grandit dans L_1 . Poussé derrière, barré devant, il

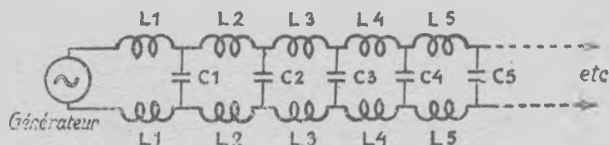


Fig. 240. — Équivalent de deux conducteurs parallèles.

charge C_1 . Mais nous savons que dans une capacité le courant est déphasé *en avant* de la tension, si bien qu'au niveau de C_1 , le retard dû à la self se trouve compensé par l'avance due à la capacité, et l'intensité se trouve de nouveau en phase avec la tension.

Cependant, le courant grandit dans L_2 , et atteint L_3 , qui freine momentanément sa croissance, ce qui charge C_2 , etc. Ainsi progresse le front de la première alternance. Lorsque la tension et le courant envoyés par le générateur diminuent pour passer de la crête positive à la crête négative, le phénomène s'inverse tout simplement dans la ligne à la suite de l'alternance positive qui continue à progresser sans s'occuper de ce qui la suit : les selfs libèrent l'énergie stockée dans leur champ magnétique afin de soutenir un instant le courant défaillant tandis que les capacités libèrent celle de leur champ électrique, et le retard de phase des selfs est encore compensé par l'avance des capacités.

En somme, la propagation le long d'une ligne n'est autre chose qu'un phénomène de résonance progressif entre les selfs et capacités en présence. L'inductance équilibre exactement la capacitance et il n'y a pas de déphasage. Quand les pertes sont faibles, ce qui est généralement le cas, la distance en mètres le long de la ligne correspondant à une longueur d'onde est $1/f\sqrt{LC}$, formule où L et C sont la self et la capacité par mètre.

Si les conducteurs sont en métal non magnétique et s'il n'y a ni métal ferreux, ni diélectrique autre que l'air à proximité, la vitesse de propagation des ondes de courant et de tension le long de la ligne atteint celle de la lumière, soit $C = 300.000$ kilomètres par seconde. A la fréquence de 50 MHz, par exemple, $\lambda = 6$ mètres : il y a le long de la ligne des ventres d'intensité et de tension séparés de six en six mètres et qui courent ensemble vers l'extrémité libre à l'in vraisemblable vitesse de la lumière, pendant que le générateur ne cesse d'en injecter de nouveaux pour prendre la place de ceux qui

filent. Il en serait du reste de même si nous voulions envoyer l'énergie de nos centrales dans une ligne de longueur indéfinie, sauf qu'ici la fréquence serait de 50 Hz seulement et que les « ventres » seraient distants de 6.000 kilomètres.

La figure 241 montre, par une série d'instantanés se succédant à un quart de période d'intervalle — soit $1/200$ de

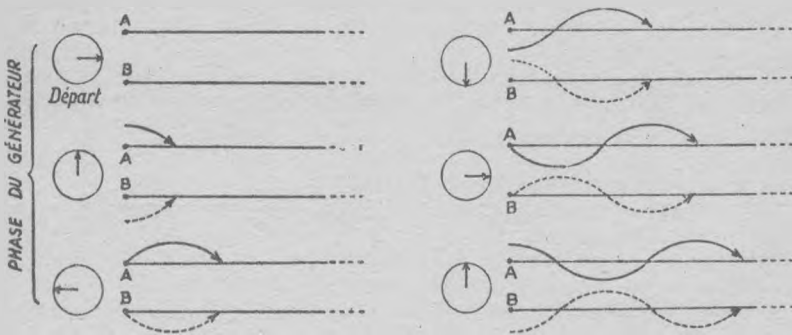


Fig. 241. — Propagation d'un courant alternatif dans une ligne de longueur indéfinie. Les extrémités A et B sont branchées au générateur.

microseconde si la fréquence est 50 MHz — la formation et la progression de l'onde de courant ou de tension le long de la ligne à partir du générateur dont la phase est indiquée par la position du vecteur tournant dessiné à gauche de chaque « instantané ». La tension ou l'intensité instantanées sont proportionnelles à l'ordonnée de la sinusoïde en chaque point des conducteurs.

157. — L'impédance caractéristique.

Et maintenant, quelle est l'intensité du courant injecté dans la ligne par le générateur, dont la force électromotrice est E — par exemple, 10 volts effectifs ? Réponse : le quotient de E par l'impédance qui lui est opposée, selon la loi d'Ohm.

L'impédance est la somme géométrique de la résistance et de la réactance. Comme notre ligne est supposée sans fin, il est logique d'en conclure que la résistance doit être énorme, même avec des conducteurs en cuivre de bonne section, mais c'est une conclusion trop hâtive. En effet, le courant expédié par le générateur se propage le long de la ligne sans regarder derrière lui, il poursuit son chemin jusqu'à ce que son énergie soit absorbée par résistance ou par tout autre moyen, mais le générateur n'en entend plus parler. L'impédance réelle contre laquelle il lutte n'est pas si loin de lui, elle est formée par la réactance de la ligne, devant laquelle la résistance est négligeable. Cette impédance est une notion de la plus haute importance, comme nous le verrons bientôt. Son étude exacte fait appel à un calcul trop trapu pour l'exposer ici, mais aucun règlement ne nous interdit de découvrir son secret par des moyens simples.

Nous venons de voir que la ligne agit comme un circuit oscillant dont le L et le C sont répartis au lieu d'être massés

en une bobine et un condensateur. Considérons une tranche élémentaire de notre ligne : elle est formée, par exemple, de deux selfs et d'une capacité minuscules (fig. 240). Nous pouvons remplacer les deux selfs par une seule, et cela fait un circuit oscillant élémentaire où il y a une inductance $2\pi fL$ et une capacitance $1/2\pi fC$ qui s'équilibrent puisque c'est la condition de résonance. Puisque ces réactances sont égales, la racine carrée de leur produit constitue leur valeur commune, de même, par exemple, que la racine carrée de 3 fois 3 est toujours égale à 3.

Or, $2\pi fL$ multiplié par $1/2\pi fC = 2\pi fL/2\pi fC$, ce qui se simplifie aussitôt en L/C . En extrayant la racine, nous obtenons la réactance commune $\sqrt{L/C}$: c'est l'impédance de notre tranche élémentaire de ligne, car nous pouvons négliger l'infime résistance de notre tranche.

Curieuse impédance, qui ne dépend nullement de la valeur plus ou moins grande de L et de C , mais seulement de leur rapport. Avec un L ultra-microscopique, et un C dix mille fois plus petit, nous obtenons une impédance de 100 ohms ! Doublons l'épaisseur, multiplions-la même par un million, l'impédance ne variera pas, car L et C grandissent proportionnellement et leur rapport reste le même. L'impédance de la ligne est indépendante de sa longueur, elle est la même pour 10 centimètres que pour 100 mètres, elle ne dépend même pas de la fréquence. C'est une donnée fixe, un paramètre déterminé par le diamètre et l'écart des conducteurs, et pour cette raison on l'appelle l'impédance caractéristique de la ligne et on la désigne par le symbole Z_0 . Par exemple, une ligne formée de deux fils de rayon r avec un écartement E en centimètres, on a :

Z_0 en ohms = env. 276 log. E/r
 quelle que soit la longueur de la ligne. C'est l'impédance Z_0 qui détermine le débit du générateur. Par exemple, si la *f.e.m.* est 200 volts et $Z_0 = 200$ ohms, l'intensité injectée sera 1 ampère.

En pratique, comme nous l'avons déjà signalé, l'impédance de la ligne n'est pas une pure réactance, il s'y ajoute une certaine résistance variable avec la fréquence, d'où une certaine perte de puissance, de tension et d'intensité au fur et à mesure que le signal avance dans une longue ligne.

Une ligne de transmission courante est faite de deux fils à haute conductibilité tendus parallèlement, ce parallélisme étant maintenu par des barrettes d'écartement en céramique

(*) La formule exacte de l'impédance caractéristique est un peu plus complexe :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

$R + j\omega L$ est la *réactance*, ou somme géométrique de la résistance R et de l'inductance ωL , par unité de longueur. Rappelons que j n'est qu'un symbole indiquant que ωL s'ajoute « à angle droit » avec R , c'est-à-dire :

$$R + j\omega L = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$$

$G + j\omega C$ est l'*acceptance*, ou somme géométrique de la conductance $G = 1/R$ et de l'inverse de la capacitance ou C . Aux très hautes fréquences, $\omega = 2\pi f$ devient énorme, R et G peuvent être négligés, si bien qu'en pratique Z_0 se réduit à

$$\sqrt{L/C}.$$

ou polystyrène à faibles pertes disposées de place en place. Le meilleur isolant étant l'air, ces barrettes doivent être aussi minces que possible.

On vend des lignes toutes faites à différents Z_0 (50, 73, 75, 100, 150, 200, 300, 600 Ω , etc). Il y a des *lignes bifilaires*, à deux fils séparés par un isolant à faible perte et les *lignes coaxiales* où l'un des conducteurs est centré dans l'autre qui est tubulaire et blinde le premier contre le champ extérieur (fig. 242). Pour cette raison, le coaxial est le plus en faveur. Plus s'élève la fréquence, plus les pertes dans le diélectrique

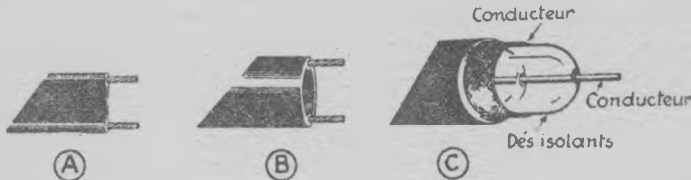


Fig. 242. — A et B : lignes bifilaires. — C : ligne coaxiale.

deviennent importantes. Une ligne est caractérisée par trois chiffres : son Z_0 , son facteur de pertes en décibels par mètre (voir pages 202-203) et son K qui caractérise le ralentissement de propagation par rapport à l'air libre et permet de calculer la longueur d'onde dans la ligne :

$$\lambda = 300 \text{ K/MHz}$$

Par exemple, tel coaxial ayant $K = 0,66$ et travaillant sur 300 MHz a une longueur d'onde de 66 centimètres, alors qu'elle serait de 1 mètre dans l'air.

Deux fils torsadés isolés au caoutchouc constituent aussi une « ligne bifilaire », mais avec des pertes élevées en HF, donc tolérable seulement pour une courte distance et aux fréquences inférieures à 10 MHz.

158. — Réflexions et ondes stationnaires.

L'énergie injectée par le générateur ($W = EI$ effectifs, ou E^2/Z_0 ou $I^2 Z_0$) avance donc le long de la ligne sans déphasage, car elle rencontre toujours la même impédance Z_0 qui est une pure réactance et, par conséquent, ne l'absorbe pas. S'il ne s'y ajoutait pas l'inévitable résistance de la ligne, l'énergie irait sans perte jusqu'à la lune, et même plus loin. Cette impédance Z_0 qui se répète indéfiniment en tout point de la ligne s'appelle aussi pour cette raison *l'impédance itérative*.

Mais toute ligne a une fin proche ou éloignée. Fermons le bout libre avec une résistance pure $R = Z_0$. L'énergie qui arrive ne fait aucune différence entre cet R ou la continuation de la ligne jusqu'à l'infini, car la loi d'Ohm est satisfaite aussi bien par R que par Z_0 . Elle s'y engage donc et s'y dissipe intégralement en chaleur. Aux yeux du générateur, une ligne de longueur quelconque terminée par une résistance pure égale à son Z_0 équivaut à une ligne infiniment longue.

● Ligne en court-circuit.

Et si la ligne se termine par une autre valeur que Z_0 ? Pour voir ce qui se passe, commençons par court-circuiter carrément le bout de la ligne. Notre générateur envoie toujours 1 ampère sous 200 volts, que la ligne accepte d'emblée puisque cela correspond bien à son Z_0 , ils arrivent en phase et même sans perte si la ligne n'est pas trop longue. Mais R final est nul, les 200 watts qui arrivent ne pourraient s'y dissiper que d'accord avec la loi de Joule : $W = E^2/R = RI^2$. Cela donnerait un courant infiniment grand et une tension nulle, car il ne peut exister de tension aux bornes d'un court-circuit — autrement dit, nous avons affaire à un courant dévatté qui ne dissipe aucune énergie. Nos 200 watts n'ont plus qu'une chose à faire : repartir à rebrousse-poil vers le générateur puisque le court circuit final les refuse, et à la même vitesse qu'ils arrivent, ce qui fait 200 volts et 1 ampère alternatifs dont les ondes défilent à la fois dans l'un et l'autre sens, en se réfléchissant sur le court-circuit comme si c'était un miroir.

Représentez-vous bien le phénomène. Nous avons notre onde de courant qui glisse à toute vitesse comme si elle était tracée sur une longue bande de papier qui défile jusqu'au court-circuit, d'où elle repart en sens opposé comme si elle passait sur une poulie de renvoi. La figure 243-A est un « instantané » pris au hasard — ici, au moment où l'onde directe bute contre le court-circuit au début d'une alternance positive. On voit que l'alternance commencée se poursuit, mais en se repliant. Nous avons, à cet instant, deux ondes de courant dans la ligne, l'une directe, l'autre réfléchie, et nous voyons qu'elles sont déphasées. Elles sont forcément en phase au court-circuit et comme il s'agit de la même onde qui se replie sur elle-même, elles sont en opposition à un quart de longueur d'onde avant le court-circuit (à cause du chemin aller-retour = $1/2 \lambda$). Un autre quart d'onde plus avant, elles se retrouvent en phase, puis un nouveau quart d'onde vers le générateur les remet en opposition, et ainsi de suite.

Quand les deux courants sont en phase, l'intensité est double, tandis qu'elle s'annule quand ils sont en opposition. Par conséquent, nous trouvons à chaque quart d'onde en remontant la ligne à partir du court circuit : une intensité double, puis une intensité nulle, puis une double, puis une nulle, suivant la courbe *d-c-b-a* (fig. 243-B). Si nous ne tenons pas compte de la polarité, nous obtenons une courbe d'intensité figurée en trait plein sur la figure 243-B, qui représente l'instantané de l'intensité totale en ligne correspondant au moment représenté par la figure A.

Mais il y a quelque chose de particulier : cette courbe B ne glisse pas à toute vitesse le long de la ligne comme l'onde directe ou l'onde réfléchie. Elle reste sur place, car ses maxima ont toujours lieu aux mêmes endroits, distants du court-circuit de demi en demi-longueur d'onde — et de même ses minima ont lieu entre les maxima fixes. C'est une onde stationnaire dont les ventres successifs grossissent et s'aplatissent sur place au rythme de la fréquence. Peu importe l'instant considéré, les maxima et minima sont toujours distants d'un quart d'onde à partir du court-circuit terminal.

On peut le voir sur la figure 243-C, qui est un « instantané » du courant se réfléchissant à un autre moment de sa période qu'en A. En faisant la somme du courant direct et du courant réfléchi le long de la ligne, nous obtenons l'onde stationnaire de courant D, où les ventres sont plus gros qu'en B, mais exactement à la même place le long de la ligne.

Quant à la tension, elle est forcément nulle au court-circuit, et pourtant il y arrive une onde de tension ! Ceci ne peut avoir lieu que si l'onde directe de tension se réfléchit en renversant sa phase, ce qui équivaut à se créer à l'endroit même du court-circuit une tension égale et opposée. Cela

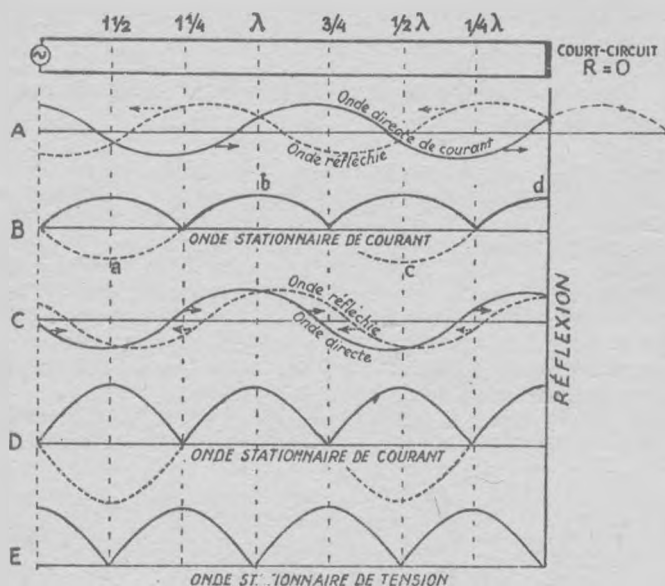


Fig. 243. — Ondes stationnaires d'intensité et de tension le long d'une ligne terminée par un court-circuit.

revient aussi à faire parcourir une demi-longueur d'onde de plus à l'onde en train de se replier sur elle-même, ce qui met la tension et l'intensité en quadrature.

A cause de ce renversement de phase, l'onde directe et l'onde réfléchie, en opposition au court-circuit, se retrouvent en phase à un quart d'onde de là, puis de nouveau en opposition un quart d'onde plus avant, et ainsi de suite comme pour l'intensité. Et cela nous fait encore une onde stationnaire de tension (*fig. 243-E*) où les ventres palpitent sur place avec une tension de crête double de celle de l'onde directe.

⊕ Ligne ouverte.

Au lieu de court-circuiter notre ligne, laissons ses deux bouts libres, ce qui revient à la terminer par une résistance infinie. Nous allons nous retrouver dans une situation fort semblable à celle ci-dessus, sauf qu'à présent l'intensité qui arrive au bout de la ligne est forcément nulle puisque le courant ne peut pas se refermer, tandis que la tension peut

être élevée. C'est donc l'inverse du cas précédent et, sans devoir recommencer le même raisonnement, nous pouvons dire que :

1° Le courant renverse sa phase au bout d'une ligne ouverte et il se produit une onde stationnaire d'intensité dont les *nœuds* ($I = 0$) sont régulièrement répartis toutes les demi-ondes à partir du bout ouvert, tandis que les *ventres* ($I \text{ max.}$), à mi-distance entre les nœuds, ont une intensité de crête double de celle de l'onde directe (fig. 244-A) ;

2° La tension reste en phase en se réfléchissant et produit une onde stationnaire de tension dont les ventres se succèdent à toutes les demi-longueurs d'onde depuis l'extrémité ouverte de la ligne. La tension de crête de cette onde stationnaire est double de celle de l'onde directe (fig. 244-B).

159. — Variations de la réactance le long d'une ligne résonnante.

Revenons à la figure 243. On voit qu'à toutes les demi-longueurs d'onde le long de la ligne, à partir du court-circuit terminal, l'onde stationnaire de courant D passe par un maximum, tandis que celle de tension s'annule exactement comme dans le court-circuit. A ces points, la réactance de la ligne est donc nulle comme si les conducteurs y étaient court-circuités. Si la ligne à court-circuit terminal avait une longueur égale à un nombre exact de demi-ondes, le générateur se trouverait aussi bien court-circuité que si ses bornes l'étaient directement sans ligne interposée.

Cela paraît logique, mais voici qui l'est moins. Remarquez qu'à tous les points distants d'un nombre impair de quarts

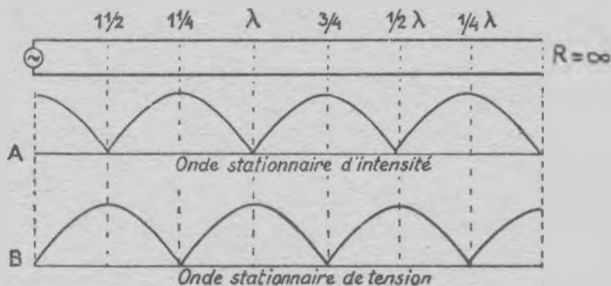


Fig. 244. — Ondes stationnaires le long d'une ligne ouverte.

d'onde à partir du court-circuit (soit $1/4 \lambda$, $3/4 \lambda$, etc.), c'est le contraire qui a lieu : le courant s'annule et la tension est maximum, autrement dit la réactance devient infinie comme si la ligne s'arrêtait là et y était ouverte. Donc, si la longueur de la ligne est exactement un nombre *impair* de quarts d'onde — par exemple $57 \frac{1}{4} \lambda$ ou $57 \frac{3}{4} \lambda$ ou $\lambda/4$) et se termine par un court-circuit, le générateur se croit en train de débiter dans une ligne ouverte. C'est invraisemblable, mais c'est comme cela.

On se doute bien que la situation est exactement renversée dans une ligne réellement ouverte, ce que confirme l'examen de la figure 244. A partir de l'extrémité libre, la réactance

est infinie toutes les demi-ondes, tandis qu'elle s'annule à tous les nombres impairs de quarts d'onde. C'est ainsi qu'un générateur débitant dans une ligne ouverte longue exactement comme un nombre impair de quarts d'onde est *positivement court-circuité*, si paradoxal que cela paraisse.

Entre ces points extraordinaires où l'impédance est nulle ou infinie, il y a évidemment toutes les valeurs intermédiaires. Mais ce n'est pas tout. Voyez, figure 244, ce qui se passe dans le dernier quart d'onde au bout de la ligne ouverte : l'intensité baisse progressivement pendant que la tension monte, autrement dit l'intensité est déphasée en arrière de la tension. C'est la caractéristique d'une réactance inductive. Dans ce même dernier quart d'onde d'une ligne court-circuitée, c'est le contraire qui a lieu (*fig. 243*) et la réactance y est capacitive. Remontons la ligne jusqu'au quart d'onde précédent et tout se renverse : la réactance est devenue capacitive dans la ligne ouverte, et inductive dans la ligne court-circuitée. Et cela se renverse ainsi tous les quarts d'onde dans les deux lignes.

La figure 245 montre les variations de la réactance le long des lignes ouvertes et court-circuitées. Les graduations en ohms qu'il faudrait mettre en vertical dépendent de l'impédance caractéristique de la ligne considérée. Si donc nous

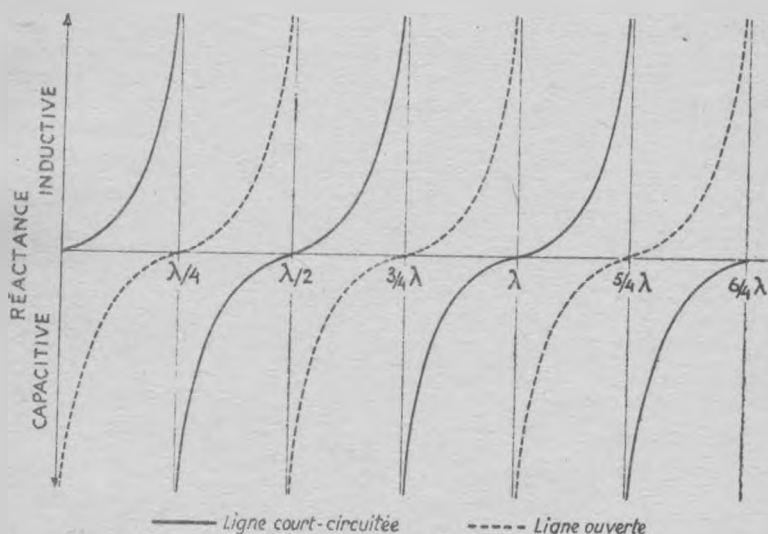


Fig. 245. — Variations de la réactance d'une ligne suivant sa longueur.

adaptons à un générateur une ligne ouverte plus petite qu'un quart d'onde, cela équivaut à mettre un condensateur à ses bornes, tandis que la même ligne mais court-circuitée agirait comme une bobine à haut Q . La valeur du condensateur ou de la bobine fictive se règle entre zéro et une valeur énorme simplement en réglant la longueur du tronçon de ligne...

Bien entendu, cette précieuse propriété des lignes a été mise à profit. Si une ligne longue d'un quart d'onde ou d'un

nombre impair de quarts d'onde est court-circuitée à un bout, le courant est très faible au bout émetteur tandis que la tension y est élevée. La ligne se comporte comme un circuit résonnant parallèle à très haut Q, car la résistance y est négligeable devant la réactance. La figure 246 montre à titre d'exemple comment une telle ligne quart d'onde peut servir de circuit d'entrée pour récepteur à ondes courtes, l'accord

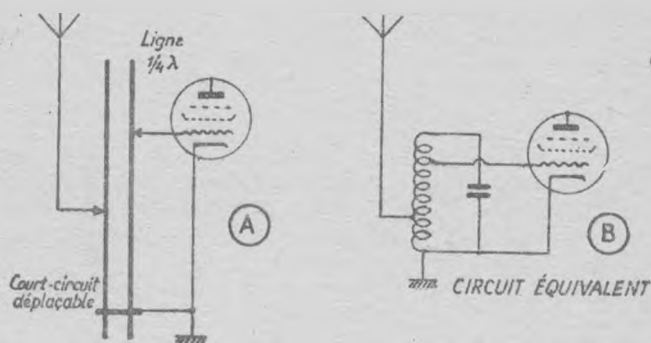


Fig. 246. — Accord par ligne résonnante ou « fils de Lecher ».

étant obtenu en déplaçant le court-circuit le long des deux conducteurs. Comme l'impédance est inductive le long du quart d'onde, on peut toujours trouver un point où raccorder l'antenne pour que les impédances de ligne et d'antenne soient égales, ce qui assure le transfert maximum.

● Et voici une application encore plus paradoxale du « quart d'onde » résonnant : l'isolateur en cuivre qu'on utilise aux très hautes fréquences pour l'amarrage des longues lignes parallèles en fil nu. On sait qu'un circuit résonnant parallèle à haut Q oppose une impédance considérable au passage d'un courant ayant sa fréquence d'accord, ce qui lui a valu le nom de « circuit-bouchon » (34). Or, un tronçon de ligne d'un quart d'onde court-circuité à un bout

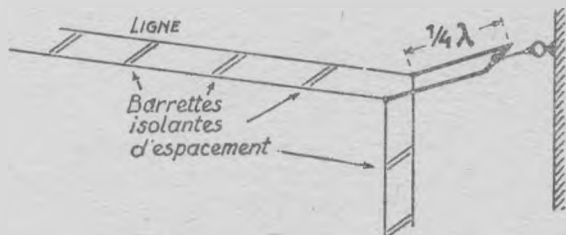


Fig. 247. — Isolateur métallique.

constitue un magnifique circuit-bouchon. Par conséquent, si nous amarrons le bout court-circuité de notre quart d'onde à un mât, une charpente métallique ou un mur, sans aucun isolant tandis que l'autre bout est fixé directement aux deux fils de la ligne (fig. 247), il leur oppose sa formidable impédance et surclasse le meilleur isolateur, car ses pertes sont

infimes aux plus hautes fréquences et il est plus robuste. Mais il n'isole que sa fréquence d'accord. Les autres, il les court-circuite, jouant ainsi le rôle de filtre par surcroît. Il ne convient donc pas si la ligne doit transmettre plusieurs fréquences ou des ondes modulées.

160. — Les impédances en désaccord.

Entre la ligne ouverte et celle qui se termine par un court-circuit, il y a toutes les étapes intermédiaires. Par exemple, une ligne de 200 ohms est alimentée par un courant à haute fréquence de 1 ampère sous 200 volts qu'elle accepte d'emblée, puisque cela correspond bien à son Z_0 . Mais nous la terminons par $R = 800$ ohms.

Arrivée au bout de la ligne, l'intensité ne peut être absorbée tout entière par les 800Ω , parce que la loi d'Ohm n'est pas satisfaite par 200 volts 1 amp. 800Ω . On devine que sa réaction rappellera celle d'une ligne ouverte, mais en moins net puisqu'il y a une résistance qui laisse un peu passer le courant. Au niveau de celle-ci, la partie d'intensité non absorbée est réfléchie en opposition de phase avec l'onde directe, tandis qu'une partie de la tension en fait autant, mais en phase (voir *fig. 244*).

Nous avons donc en bout de ligne une tension supérieure à 200 volts, puisqu'il s'y ajoute la partie réfléchie, ce qui permet à la résistance d'absorber une partie d'intensité plus grande que l'on aurait pu penser. On peut montrer que la fraction de tension ou d'intensité réfléchie par la résistance

$$R \text{ est : } \frac{R - Z_0}{R + Z_0}$$

Dans notre exemple, cela fait 600/1000, ce qui donne au niveau de la résistance terminale 320 volts et 0,6 ampère qui repartent vers le générateur. On connaît la suite : cette énergie réfléchie interfère avec celle qui accourt, et cela fait des

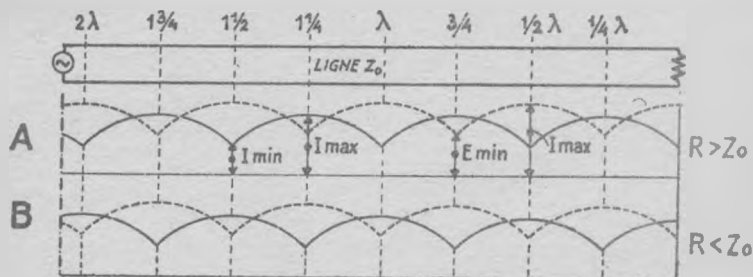


Fig. 248. — Ondes stationnaires dans une ligne terminée par une résistance différente de l'impédance caractéristique. Distance à partir de la charge.

ondes stationnaires de tension et d'intensité semblables à celles de la figure 244, à l'amplitude près (*fig. 248-A*).

Si la résistance terminale était inférieure à Z_0 , elle se comporterait un peu comme un court-circuit. Il y aurait encore réflexion d'une partie des volts et des ampères, sui-

vant la formule ci-dessus, sauf que les tensions directe et réfléchie sont en antiphasse au bout de la ligne et se retranchent, tandis que les intensités s'ajoutent (fig. 248-B). Remarquez que dans ces deux figures la tension et l'intensité ne s'annulent plus toutes les demi-ondes, mais passent par un minimum.

Quant à l'impédance, elle présente aussi des fluctuations qui se répètent toutes les demi-ondes le long de la ligne en remontant vers la source, mais elle n'atteint plus des valeurs nulles ou infinies comme dans une ligne ouverte ou court-circuitée, elle oscille entre un minimum et un maximum. Si la ligne est juste longue comme un nombre entier de demi-ondes, l'impédance d'entrée est purement résistive et égale à R . Pour d'autres longueurs, elle est inductive ou capacitive et différente de R en valeur absolue. En la comparant suivant le cas à une ligne ouverte ou court-circuitée, on déduit facilement que :

a) Une ligne plus courte qu'un quart d'onde est inductive si R est plus petit que Z_0 , et capacitive s'il est plus grand que Z_0 .

b) Cette réactance est d'autant plus marquée que la différence entre R et Z_0 est plus grande.

c) La réactance se renverse (d'inductive devient capacitive et vice-versa) si on ajoute à la ligne un nombre impair de

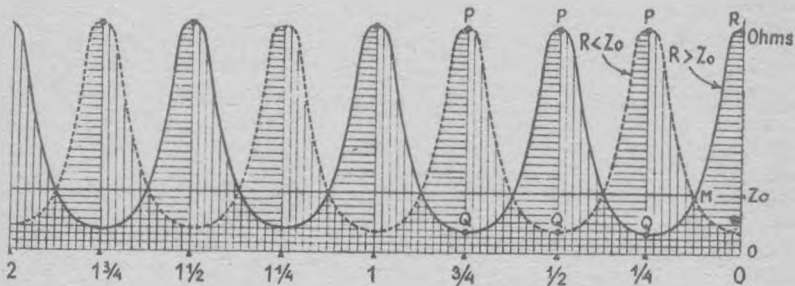


Fig. 249. — Variations de l'impédance le long d'une ligne terminée par une résistance différente de Z_0 .
(Hachures horizontales = Z capacitif.
Hachures verticales = Z inductif.)

quarts d'onde, mais elle reste la même si on ajoute un nombre pair, car ce qui se passe dans une ligne en un point se passe aussi une demi-onde plus loin.

d) Si R est plus petit que Z_0 , l'impédance d'entrée de la ligne Z_E est maximum quand la longueur est un nombre impair de quarts d'onde. Elle a pour valeur Z_0^2/R .

e) Si R est plus grand que Z_0 , l'impédance d'entrée est maximum quand la ligne est longue comme un nombre pair de quarts d'onde, et sa valeur est la même que ci-dessus.

Par exemple, une ligne de 200Ω longue de 45 mètres, transmettant des ondes de 10 mètres et terminée par une R de 800Ω a un impédance d'entrée de $200 \times 200/800 = 500 \Omega$.

Tout ceci peut être vérifié sur la figure 249.

● Dans l'exemple ci-dessus, nous avons vu que 300 volts et 0,6 ampère reviennent à l'entrée de la ligne parce que la

résistance de charge est en désaccord avec son impédance caractéristique. Remarquez en passant que le quotient de 300 volts par 0,6 A donne bien les 500 ohms réfléchis vers l'entrée que nous venons de calculer.

Si la source qui alimente la ligne a la même impédance, tout va bien : elle accepte cette énergie en retour — autrement dit, elle fournit à la ligne juste ce que la résistance finale peut absorber. Mais si la source n'a pas la même impédance, ou bien si la ligne n'a pas un nombre pair de quarts d'onde, ce qui modifie l'impédance d'entrée (fig. 248), un certain pourcentage de l'énergie renvoyée par la résistance finale sera refusée par la source et retournée à la résistance, qui en renverra encore une partie, et ainsi de suite. Et cela grossira encore les ondes stationnaires de tension et d'intensité, créant ainsi en des points bien définis de la ligne des surtensions qui peuvent devenir dangereuses pour l'isolement. Quant aux ventres stationnaires d'intensité, ils dissipent l'énergie, car les pertes par effet Joule sont proportionnelles au carré de l'intensité. Cette énergie qui fait le va-et-vient entre la source et la charge finit par se dissiper en chaleur et en rayonnement indésirable, même si la ligne est peu résistante.

Quand une ligne présente des ondes stationnaires, c'est toujours la preuve d'un désaccord entre son Z_0 et l'impédance de ce qui se trouve à ses extrémités. Pour les faire disparaître, nous disposons d'un premier moyen si l'écart des impédances n'est pas trop grand : puisque l'impédance réfléchie varie le long du dernier quart d'onde entre deux valeurs plus grande et plus petite que son Z_0 , nous pouvons par exemple raccorder la source à un point où cette impédance réfléchie est égale à la sienne. Cela n'évite pas les ondes stationnaires de la première réflexion sur la charge inadéquate, mais au moins le générateur est accordé avec la charge et il peut lui fournir toute l'énergie qu'elle peut absorber.

161. — Le transformateur quart d'onde.

Nous avons vu au paragraphe précédent que si une ligne longue comme un nombre impair de quarts d'onde se termine par une impédance résistive Z_R , son impédance d'entrée est $Z_E = Z_0^2/Z_R$, d'où nous tirons aussitôt :

$$Z_0 = \sqrt{Z_E \times Z_R}$$

Le plus petit nombre impair étant 1, ceci reste valable



Fig. 250. — Transformateur quart d'onde.

pour une ligne longue comme un quart d'onde et suggère une application du plus haut intérêt :

Etant donné deux impédances résistives quelconques, il suffit pour les marier de les réunir par une ligne d'un quart d'onde dont l'impédance caractéristique soit égale à la racine carrée de leur produit.

Une ligne quart d'onde peut donc jouer le rôle d'un transformateur à haut rendement, car il est toujours possible de lui donner le Z_0 désiré en modifiant le diamètre des conducteurs ou leur écartement — d'où le nom de « transformateur quart d'onde » qui lui a été donné (fig. 250).

Par exemple, soit à marier une ligne de 200Ω à une résistance terminale de 800Ω (ou un générateur de même impédance résistive). Nous interposerons entre la ligne et l'organe un tronçon d'une autre ligne, long comme un quart d'onde et dont l'impédance caractéristique sera :

$$Z_0 = \sqrt{200 \times 800} = 400 \Omega.$$

Toutefois, le transfo quart d'onde n'est pas le remède universel des impédances discordantes, parce que :

1° Quand les impédances à marier sont élevées et très différentes, le Z_0 du quart d'onde devient très grand et ne peut être obtenu qu'avec des conducteurs très minces pour diminuer L ou très écartés pour augmenter C , puisque :

$$Z_0 = \sqrt{L/C}$$

Il en résulterait des pertes importantes par résistance des fils, ou par rayonnement à cause de l'écartement trop grand ;

2° Il faut que les impédances à marier soient purement résistives ou parfaitement résonnantes, puisque au moment de la résonance l'inductance et la capacitance se compensent et il ne reste que la résistance en circuit. Si une réactance s'ajoute à la résistance terminale, le mariage des impédances est boiteux.

162. — Le tronçon compensateur.

C'est ici le procédé universel pour marier les impédances les plus disparates, résistives ou réactives. Pour en saisir le secret, reprenons notre ligne de 200Ω et la résistance de charge de 800Ω qu'il s'agit d'accorder. Un coup d'œil sur la figure 249 nous montre que dans le dernier quart d'onde de la ligne, l'impédance due à $R > Z_0$ décroît quand on s'éloigne de R (courbe RMQ). Au point M, qui en est distant d'un huitième de longueur d'onde, l'impédance due à R vaut exactement Z_0 , c'est-à-dire 200Ω .

Si ces 200 ohms étaient purement résistifs, ce serait parfait, car la ligne serait satisfaite : arrivée au point M, elle y trouverait une résistance passive égale à son Z_0 et ne s'occuperait nullement de ce qui se passe plus loin, il n'y aurait pas d'ondes stationnaires. Malheureusement, nous voyons que l'impédance le long de ce dernier quart d'onde est capacitive parce que R est plus grand que Z_0 et fait penser à une ligne ouverte, comme elle serait inductive si R était plus petit que Z_0 . Elle n'équivaut à une résistance pure qu'aux seuls points marqués P et Q où l'inductance compense la capacitance, mais hélas, cette résistance diffère de l'impédance caractéristique...

Mais il y a un moyen d'arranger les choses : il suffit de compenser au point M la réactance qui nous gêne. Comme elle est capacitive, nous n'avons qu'à lui opposer une inductance égale et l'accord sera parfait. C'est le moment de nous rappeler que l'impédance d'entrée d'un tronçon de ligne plus petit qu'un quart d'onde a une impédance *inductive* s'il est

court-circuité à l'autre bout et *capacitive* s'il est ouvert (*fig. 245*), et que nous pouvons en régler la valeur de zéro à l'infini en modifiant sa longueur. Voilà donc le compensateur idéal : au point M, nous brancherons sur la ligne un tronçon inférieur à un quart d'onde et nous le court-circuiterons à la longueur demandée par le calcul ou les essais (*fig. 251-A*).

Si la charge terminale avait été plus faible que Z_0 , il aurait fallu compenser l'inductance présente au point M à l'aide d'un tronçon de ligne *ouvert*, donc équivalent à une capacité. On l'aurait rogné à la demande, ou bien accordé exactement avec un petit condensateur d'appoint ou bien encore on

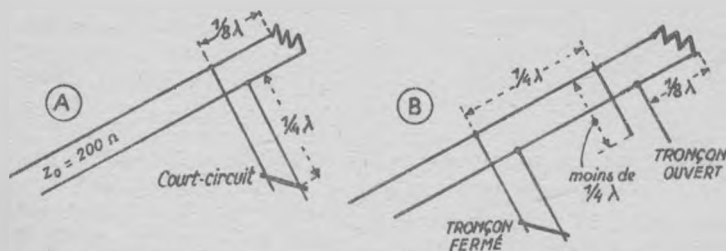


Fig. 251. — Compensation par tronçon de ligne.

l'aurait remplacé par un tronçon *court-circuité* placé à $1/4$ d'onde plus loin, puisque l'inductance s'y trouve muée en capacitance (*fig. 251-B*).

Mais une antenne n'est pas une pure résistance, son impédance d'entrée est inductive ou capacitive. Par exemple, supposons que notre ligne de 200 ohms se termine par une impédance capacitive de 600 ohms. L'impédance réfléchie dans le premier quart d'onde de la ligne est capacitive puisque la charge est plus grande que Z (voir *fig. 249*), mais le supplément de capacité dans cette charge modifie la situation. Puisqu'un tronçon de ligne ouverte plus petit qu'un quart d'onde vaut une capacité, tandis qu'il vaut une self s'il est fermé, la capacité finale équivaut à un allongement fictif de la ligne : les courbes de la figure 249 glissent vers la droite, si bien que le point M n'est plus à $1/8$ d'onde de l'extrémité.

Nous compenserons donc le désaccord à l'aide d'un tronçon quart d'onde court-circuité, comme ci-dessus, mais il faudra modifier un peu son point d'implantation qui se trouvera quelque part dans le dernier quart d'onde de la ligne, et qu'on déterminera par calcul ou essais.

Avec une charge inductive, on planterait un tronçon *ouvert* dans le dernier quart d'onde de la ligne, ou un tronçon court-circuité exactement un quart d'onde plus avant.

163. — Mesure des ondes stationnaires.

Pour savoir s'il subsiste des ondes stationnaires le long d'une ligne, il suffit de promener le long d'un conducteur deux pointes plus ou moins espacées suivant la longueur d'onde et reliées à un milliampèremètre capable de mesurer l'intensité effective en haute fréquence (*fig. 246-A*). On lit

alors différentes valeurs de courant, maximum quand on passe sur un ventre d'intensité, minimum sur un nœud. Le rapport de ces deux lectures est le même que celui qui existe entre l'impédance caractéristique de la ligne et l'impédance terminale.

On peut aussi mesurer la tension le long de la ligne à l'aide d'un voltmètre sans consommation, tel qu'un voltmètre



Fig. 252. — Mesure des ondes stationnaires.

électronique (fig. 252-B), ce qui revient au même. C'est le rapport qui compte, non les lectures elles-mêmes.

La perfection absolue n'est pas facile à atteindre et elle est rarement nécessaire. Dans la plupart des applications, un coefficient d'onde stationnaire jusqu'à 8 ou 10 peut être toléré.

COUPLAGE DES ANTENNES

Puisque une antenne vibre en ondes stationnaires, son impédance varie d'un point à l'autre. On a vu, par exemple, au paragraphe 148, que l'impédance au centre d'un dipôle demi-onde vaut environ 73Ω , mais qu'elle augmente le long du conducteur pour atteindre 2.500Ω aux extrémités. Il s'agit de lui fournir ou de lui extraire de l'énergie avec le maximum de rendement, soit directement, soit à l'aide d'une ligne de transmission — c'est-à-dire de marier correctement l'impédance de sortie de l'émetteur ou celle d'entrée du récepteur avec celle de la ligne, et l'impédance de la ligne avec celle de l'antenne pour éviter les ondes stationnaires. Signalons cependant que si une antenne réceptrice est mal adaptée à sa ligne de transmission, elle ne lui fournit pas le maximum possible d'énergie, mais il est impossible de déceler des ondes stationnaires dans la ligne, la puissance mise en jeu étant trop faible.

Précisons que ce qui suit se rapporte aux *antennes accordées* sur une fréquence déterminée ou ses harmoniques. Les méthodes de couplage sont très nombreuses et on en imagine sans cesse de nouvelles, aussi nous bornerons-nous à indiquer les plus classiques.

164. — Couplage de l'antenne à la ligne.

On peut coupler un dipôle demi-onde de différentes façons :

Figure 253-A. — On coupe le dipôle au milieu et on réunit les deux bouts à une ligne dont l'impédance caractéristique

tique est de 73 ou 75 ohms, ce qui correspond à celle de l'antenne à son centre. Cette coupure est possible, car c'est un ventre d'intensité et un nœud de tension. A la résonance, il ne reste entre les lèvres que la résistance de rayonnement.

Figure 253-B. — Sans couper le dipôle, on peut lui coupler directement une ligne dont l'impédance caractéristique est plus grande que 75Ω , par exemple 600Ω . Il existe en effet, de part et d'autre du centre, deux points où on peut raccorder directement les deux conducteurs de la ligne régulièrement écartés en V sur une certaine distance. L'impédance entre ces points est un compromis entre le Z_0 de la ligne et celle des branches du V. Les dimensions du trapèze terminant la ligne sont très critiques.

Figure 253-C. — Ce couplage dit « Zeppelin » est curieux, un seul fil de la ligne est raccordé à l'extrémité du dipôle, donc à un ventre de tension, tandis que l'autre est parcouru

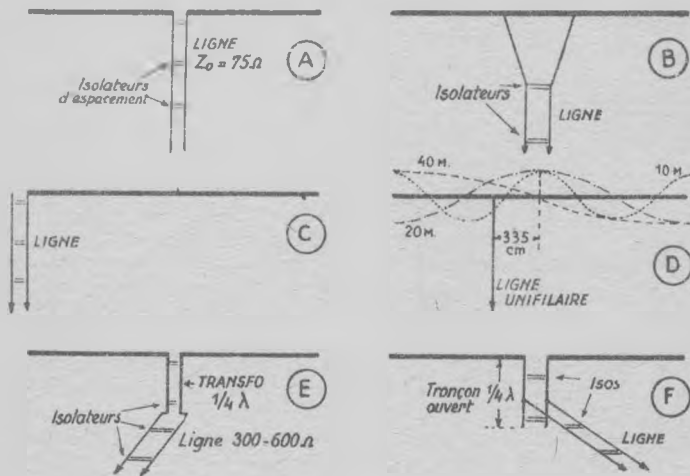


Fig. 253. — Couplage d'un dipôle à une ligne.

par un courant en opposition qui annule le rayonnement de la ligne. Des tensions égales et opposées apparaissent ainsi aux extrémités des conducteurs tandis que le centre de l'antenne reste au potentiel zéro, ce qui explique le fonctionnement.

Figure 253-D. — Il n'y a plus qu'un conducteur à la ligne. Ce couplage peut être considéré comme celui de la figure 247-B, où le second conducteur de la ligne serait constitué par la capacité de l'antenne avec le sol.

Il faut que le point de raccordement soit correctement choisi. Par exemple, une antenne longue de 22 mètres avec la prise de ligne à 3,35 mètres du centre peut résonner en fondamental ou en harmoniques sur 40, 20 ou 10 mètres. La longueur de sa ligne doit être théoriquement un multiple de 10 mètres (ligne résonnante).

Figure 253-E. — La ligne à haute impédance est couplée à

la faible impédance par un transformateur quart d'onde dont le Z_0 peut être ajusté en modifiant l'écartement de ses conducteurs. On peut aussi utiliser un transformateur normal, comme aux figures 234 et 236.

Figure 253-B. — Le couplage est réalisé en interposant un tronçon compensateur d'un quart d'onde ouvert ou d'une demi-onde court-circuitée si l'impédance caractéristique de la ligne est supérieure à celle de l'antenne, et vice-versa si elle lui est inférieure. Un tel succédané d'auto-transformateur peut être utilisé pour marier l'impédance terminale de l'antenne avec une ligne de Z_0 différent dans le couplage Zeppelin (fig. 253-C).

● Une antenne verticale se couple à sa ligne par des procédés fort semblables, puisque l'impédance y est variable d'un

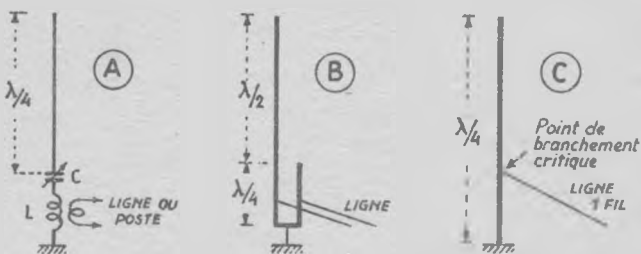


Fig. 254. — Couplage d'une antenne verticale.

- A. — Par transformateur à primaire accordé en série.
 B. — Par auto-transformateur formé d'un tronçon de ligne résonnant, court-circuité à la base.
 C. — Par ligne unifilaire avec antenne au sol.

point à l'autre, suivant son mode d'oscillation en ondes stationnaires. La figure 254 montre quelques couplages courants qu'on pourra comparer avec ceux d'un dipôle.

Quand une ligne est unifilaire, la terre est son autre « fil ».

165. — Couplage avec le poste.

Les systèmes de couplage de la ligne ou de l'antenne à la sortie de l'émetteur ou à l'entrée du récepteur ne manquent pas non plus ; nous n'en indiquerons que quelques-uns parmi les plus simples.

A cause du principe de réciprocité (§ 151), ces couplages s'adaptent indifféremment au circuit oscillant final de l'émetteur ou à celui d'entrée du récepteur, aux dimensions près, bien entendu. Lorsque l'antenne part directement du poste, ce qui est le cas pour l'antenne verticale de quelques émetteurs et de la plupart des récepteurs, la ligne est évidemment inexistante, mais le principe reste le même.

Figure 255-A. — La ligne unifilaire ou l'antenne sont branchées en un point du circuit oscillant d'entrée ou de sortie choisi de telle façon que l'auto-transformateur ainsi constitué accorde les deux impédances. C_1 sert à bloquer la haute tension du circuit émetteur, de même que C_2 . En

réception, C_2 est supprimé, C_1 facultatif sert à modifier les caractéristiques de l'antenne verticale.

Figure 255-B. — C'est le même couplage que ci-dessus, sauf que l'auto-transfo est remplacé par un transformateur normal. C est facultatif, il compense l'inductance de la bobine de couplage L. En supprimant la connexion de terre, l'extrémité libre de L peut recevoir le second conducteur d'une ligne bifilaire ou coaxiale non résonnante.

Figure 255-C. — C'est l'adaptation du couplage B à une ligne bifilaire non résonnante.

Figure 255-D. — C'est une variante de B, où le double accord permet de réaliser un filtre de bande ou d'accroître la

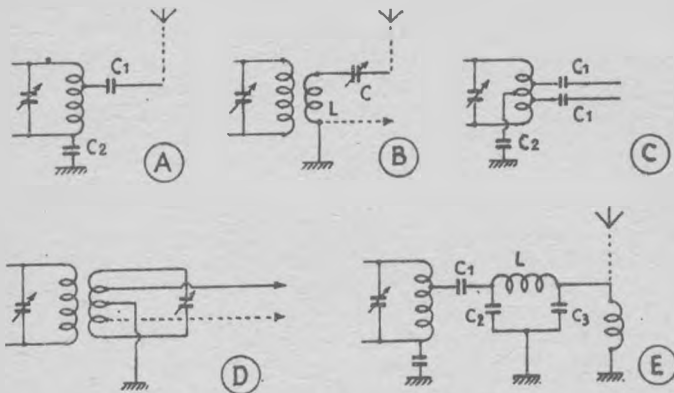


Fig. 255. — Couplage à l'émetteur ou au récepteur.

syntonie, suivant le degré de couplage. Elle convient pour coupler une ligne à un ou deux conducteurs non résonnante.

Figure 255-E. — C'est le couplage A où la ligne contient un filtre destiné à éliminer les harmoniques indésirables (émission) ou un poste brouilleur (réception). Ce filtre dit « en π » est souvent remplacé à la réception par un circuit oscillant-série qui dérive vers la terre la fréquence indésirable.

● Le couplage d'une antenne ou d'une ligne au récepteur demande beaucoup de soins si l'on tient à la sensibilité et à la réduction des bruits parasites. L'ensemble de l'antenne même dipôle et de la ligne même bifilaire tend à fonctionner comme une antenne verticale en plus de son fonctionnement normal, donc à collecter du bruit dans le brouillard de parasites qui enveloppe les immeubles et à les transmettre par capacité aux circuits d'entrée. Le remède consiste à détruire cette capacité en interposant un écran électrostatique entre les bobines des circuits d'entrée tels que B. C'est une fine grille mise à la terre, dont les barreaux isolés et parallèles ne sont réunis que par un bout, comme les dents d'un peigne, afin d'éviter les pertes par courants de Foucault.

Les couplages C et D, où la bobine d'antenne a sa prise

médiane à la terre et est alimentée par une ligne bifilaire, ne présentent pas le défaut ci-dessus et n'ont pas besoin d'écran.

LES ANTENNES EVOLUEES

Les antennes doivent répondre aux exigences les plus contradictoires. A certaines, on demande de rayonner en toutes directions horizontales, tandis que d'autres doivent émettre dans des directions bien déterminées. Elles doivent rayonner une seule fréquence, comme en télégraphie, à moins qu'on ne leur demande de travailler sur une large bande comme en télévision. Il y a des antennes spécialisées dans les ondes longues et d'autres en ondes ultra-courtes, etc.

En réception, la situation est la même. A côté de l'antenne à tout faire pour la réception des radio-concerts, les radio-communications régulières demandent des antennes à haut rendement, donc résonnantes, pour être à la fois sensibles, sélectives et nettement directionnelles. La télévision et la modulation de fréquence sont encore plus gourmandes, car une bonne réception aux limites de la portée de l'émetteur exige des antennes qui exploitent à fond l'espace qui les entoure, avec des propriétés directives très marquées et cependant l'admission d'une large bande de fréquences.

Pour répondre à ces *desiderata* et bien d'autres encore, on a imaginé et on imagine sans cesse des antennes fort différentes. Toutes sont des antennes résonnantes, mais elles sont si nombreuses qu'il faudrait tout un livre pour les décrire. Nous nous bornerons à en examiner quelques-unes parmi les plus typiques.

166. — L'antenne longue harmonique (fig. 256).

C'est un simple fil long de plusieurs demi-ondes qu'on peut considérer comme plusieurs dipôles demi-onde mis bout à bout. Ils sont excités habituellement en tension par un bout ou en courant par un ventre d'intensité, ce qui renverse la phase du courant dans les dipôles successifs.

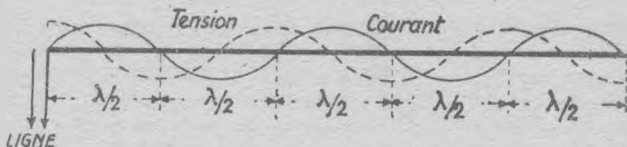


Fig. 256. — Antenne longue.

Alors qu'un dipôle seul émet latéralement suivant deux lobes (fig. 225), l'antenne longue doit comprimer longitudinalement les lobes de ses dipôles successifs, elle émet surtout dans le sens de sa longueur. Cet effet directif est d'autant plus marqué qu'elle contient davantage de demi-longueurs d'onde, mais on ne peut monter au-delà d'une vingtaine à

cause des pertes qui diminuent l'amplitude des ondes d'une section à l'autre et détruisent l'équilibre. En même temps que le nombre de demi-ondes augmente, le gain croît en puissance (de 1 à 5 quand on passe de 1 à 18 demi-ondes) et en résistance de rayonnement (de 73 à 158 Ω).

167. — L'antenne en V (fig. 257)

Si on dispose deux antennes longues pour former un V, les lobes d'émission des deux fils se combinent pour former un lobe étroit dirigé suivant la bissectrice du V. Le gain de puissance et l'effet directif sont nettement accentués. Comme la précédente, cette antenne travaille aisément en harmoniques. L'angle formé par les deux fils est d'environ 90° pour deux demi-ondes, mais il descend à 70° pour quatre demi-ondes et tombe à 35° pour seize demi-ondes.

Les deux brins doivent être alimentés en antiphase, ils sont donc raccordés aux deux conducteurs d'un feeder réson-

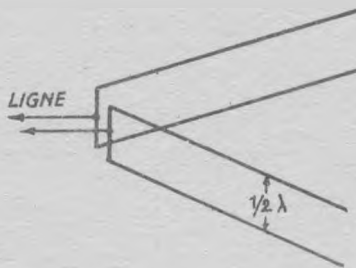


Fig. 257. — Antenne en V double.

nant. Le gain de puissance de l'antenne en V peut encore être accru en plaçant une autre antenne identique parallèlement à la première et à une demi-onde d'intervalle. Le rayonnement bidirectionnel peut être rendu unidirectionnel en plaçant derrière l'antenne en V, un réflecteur qui n'est autre qu'une nouvelle antenne en V identique à celle qu'elle double, avec un écart d'un quart d'onde.

168. — L'antenne repliée ou « trombone ».

Soit une antenne longue de deux demi-ondes (fig. 258-A). Pour l'alimenter ou extraire l'énergie qu'elle capte, on lui branche une ligne de 73 ohms à un ventre d'intensité, comme indiqué. Replions la moitié BC sur celle AB comme le montre la flèche, les deux ventres d'intensité se superposent, ce qui signifie que nous obtenons dans le dipôle double ainsi formé un rayonnement double de celui qui serait obtenu avec le même courant dans un dipôle normal, ou le même rayonnement avec la moitié du courant seulement (fig. 258-B). Comme la puissance rayonnée est égale à RI^2 , R étant la résistance de rayonnement de l'antenne, on voit que si I devient deux fois plus petit, R devient quatre fois plus grand pour conserver l'égalité. Au lieu des 73 ohms du dipôle normal, nous avons environ 300 ohms dans l'antenne repliée. Et comme

les points A et C sont au même potentiel, rien n'empêche de les court-circuiter, ce qui donne finalement l'antenne « trombone » de la figure 258-C.

En suivant le même raisonnement, on replierait trois demi-ondes sur une seule pour obtenir l'antenne fig. 258-D qui donne le même champ avec un courant trois fois moindre, ce qui multiplie la résistance de rayonnement normale du dipôle par le carré de 3, soit environ 650 ohms.

Le trombone figure C est intéressant à plusieurs titres. D'abord, sa résistance de rayonnement s'accorde parfaitement avec le Z_0 des lignes standard de 300Ω , ce qui dispense de tout couplage et assure le meilleur rendement. Sa

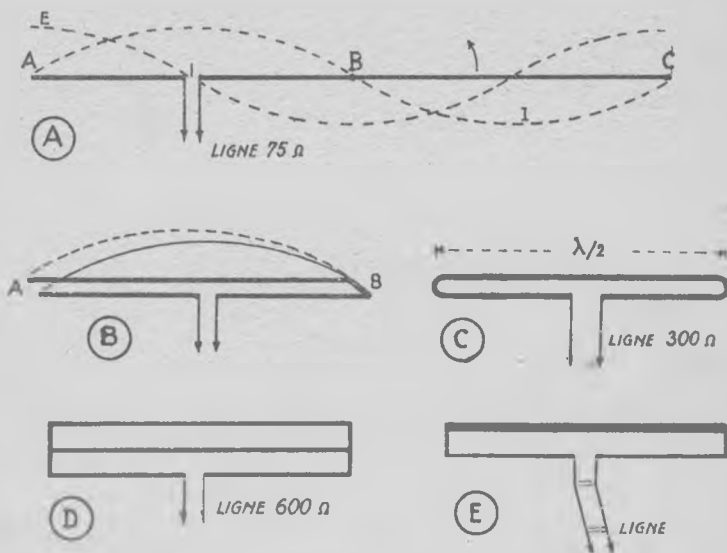


Fig. 258. — Evolution de l'antenne repliée.

puissance de rayonnement et de captation est grande et sa courbe de réponse en fréquence n'est pas pointue, ce qui la rend précieuse pour la réception des larges bandes de modulation de la télévision. L'intuition et le calcul indiquent que l'écartement des branches du trombone n'est pas critique si elles ont le même diamètre. Par contre, l'impédance est modifiée si les deux branches ont des diamètres différents D et d et elle varie alors avec l'écartement E . On peut montrer que la résistance de rayonnement est celle du dipôle demi-onde multipliée par le facteur $1 + (Z_D/Z_d)^2$, où Z_D est l'impédance caractéristique d'une ligne à deux conducteurs parallèles de diamètre D , et Z_d celle avec d'une ligne à conducteurs de diamètre d , l'écartement de centre à centre étant E dans les deux cas. Cette propriété permet de régler exactement l'impédance du trombone à la valeur désirée.

En superposant parallèlement des trombones identiques séparés par un intervalle et raccordés à la même ligne de transmission, on élargit encore la bande de fréquences passante.

169. — Le dipôle à réflecteur et directeurs (fig. 259).

C'est l'antenne typique de télévision. Derrière un dipôle récepteur normal, on place un dipôle sensiblement identique et parallèle à une distance d'un quart d'onde. C'est le *réflecteur*, simple conducteur rectiligne qui n'est relié à rien.

L'ensemble est dirigé vers l'émetteur de telle façon que l'onde atteigne perpendiculairement d'abord l'antenne, puis le réflecteur qui est derrière. Touché par l'onde, le réflecteur oscille comme l'antenne, mais n'étant chargé par rien, il rayonne l'énergie captée et agit par rapport au dipôle récepteur comme un émetteur secondaire. Mais à cause de l'écartement d'un quart d'onde, il a reçu la même onde un quart de période après l'antenne, il la lui renvoie avec un nouveau quart de période de délai. Comme elle induit dans l'antenne un courant déphasé d'une demi-période, cela fait en tout un écart d'une période. En d'autres termes, l'effet du réflecteur est d'induire dans l'antenne un courant en phase avec le sien propre, ce qui le renforce d'autant.

On peut encore placer devant l'antenne un autre dipôle semblable, isolé comme le réflecteur et distant de l'antenne d'un quart d'onde. C'est un *directeur* qui travaille de la même

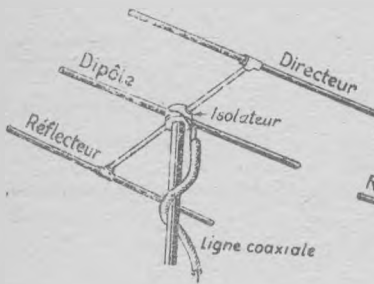


Fig. 259. — Dipôle à réflecteur et directeur.

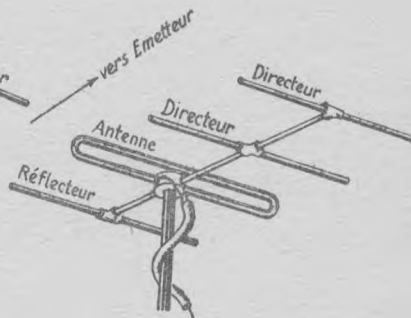


Fig. 260. — Trombone avec réflecteur et deux directeurs, pour télévision.

façon que le réflecteur. On peut même disposer un second directeur un quart d'onde plus avant, un troisième à une demi-onde et même davantage. Mais l'accroissement de sensibilité réduit la bande passante, en même temps que l'angle de captation : l'ensemble devient très directif. Pour retrouver une bande passante suffisante, il suffit de remplacer le dipôle récepteur par un trombone (fig. 260).

Et si le gain obtenu avec le réflecteur et les directeurs ne suffit pas encore, il reste une ressource : étager sur le même mât, deux, trois, quatre ensembles comme celui de la figure 260 et raccorder les trombones à la même ligne. Au besoin, un second mât ainsi équipé prendra place près du premier. On peut alors remplacer les réflecteurs unitaires par un réflecteur commun, constitué simplement par un treillis métallique distant d'un quart d'onde de tous les trombones ou dipôles et qui agit comme un miroir plan avec un rendement encore meilleur.

170. — Les antennes colinéaires.

Ce sont des alignements de dipôles connectés de telle façon que les courants y soient égaux et en phase. S'ils sont horizontaux, le champ est surtout dirigé horizontalement. Suivant le nombre et l'arrangement des dipôles élémentaires, on peut obtenir le degré de directivité et le gain désirés.

L'antenne *H* est faite de 4 dipôles demi-onde parallèles dans un même plan (fig. 261-A). Comme ils sont séparés deux à deux par une demi-onde, le feeder est branché directement au bout de deux dipôles qui se prolongent, mais se transpose pour aller se brancher aux deux autres puisque le

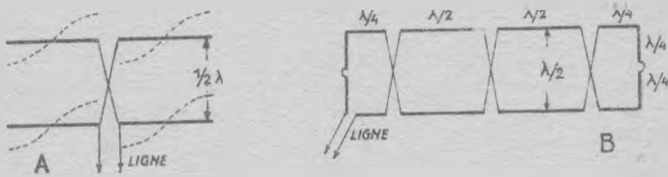


Fig. 261. — Antenne H et antenne Sterba.

courant et la tension renversent leur phase en parcourant le chemin d'une demi-onde. Ainsi, les 4 dipôles oscillent bien en phase (voir diagramme de tension en pointillé sur chacun). Le champ de cette antenne est concentré dans une direction perpendiculaire à son plan et son gain dans cette direction est de quatre à cinq fois celui d'un simple dipôle.

En prolongeant la construction par l'adjonction d'autres dipôles demi-ondes transposés comme ci-dessus et en pliant à angle droit les dipôles extrêmes pour en rejoindre les extrémités — ce qui est permis puisqu'elles sont au même potentiel électrique — on obtient l'antenne Sterba (fig. 261-B), dont le gain et la directivité croissent avec le nombre de dipôles en jeu. Remarquez que c'est un circuit fermé sur la ligne, ce qui facilite son dégivrage car il suffit d'y faire passer le courant du secteur pour l'échauffer par effet Joule. On peut superposer dans le même plan vertical plusieurs antennes séparées par une demi-onde ou une onde et alimentées en phase, soit par une ligne résonnante (fonctionnant en ondes stationnaires) de longueur voulue pour obtenir cette mise en phase, soit par une ligne non résonnante avec interposition de tronçons résonnants (quarts d'onde ouverts ou fermés).

Sur des principes semblables, on a établi de nombreux assemblages de dipôles, cadres ou trombones. Nous nous bornerons à citer :

L'antenne à échelons (fig. 262) qui fournit un champ très directif suivant la normale à son plan. Ce n'est autre chose qu'une antenne H qui s'ajoute d'autres dipôles en hauteur, jusqu'à huit. On obtient ainsi un champ très aplati et assez évasé de chaque côté de l'antenne. On peut disposer à côté et dans le même plan une antenne à échelons identiques, en alimentant le tout avec la même ligne résonnante (ou non résonnante avec tronçons quarts d'onde pour régler la phase). En disposant derrière le réseau un treillis métallique plan

à la distance d'un quart d'onde, le rayonnement d'une face est réfléchi comme par un miroir et on obtient un champ unidirectionnel double sur l'autre face. On a réalisé ainsi des

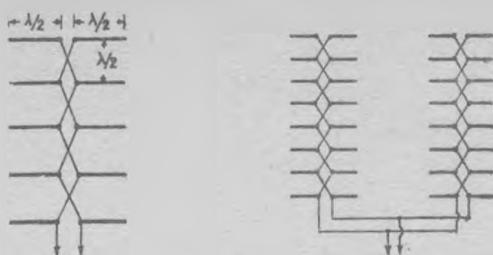


Fig. 262. — Antennes à échelons.

« antennes planes » comprenant jusqu'à 64 dipôles répartis en quatre échelles, avec un gain cent fois plus grand que celui d'un simple dipôle et dirigeant le champ en un étroit pinceau, comme le faisceau d'un projecteur.

XVII. — MODULATION DE FREQUENCE

« Et fut la musique serrée en la mesure plus que de hemiole, en intonation Phrygienne et bellique, comme celle qu'inventa jadis Marsyas. »

(RABELAIS, Livre V, Chap. XXV.)

La modulation de l'onde en fréquence a été exposée au § 11, et nous avons vu que ce système présente quelques avantages sur la modulation d'amplitude ou AM. On peut transmettre un éventail de fréquences acoustiques quatre à cinq fois plus vaste qu'en AM, avec un contraste sonore exceptionnellement élevé (80 db) entre les *pianissimi* et les *forte*. En même temps, la réception est pratiquement débarrassée des parasites, du fading, ainsi que des interférences produites par les autres émetteurs.

Avec de tels atouts, on a cru un moment que la FM se substituerait rapidement à sa devancière. Mais, de même que le crayon à bille n'a pas réussi à remplacer le stylo, la FM s'est ménagé une place à côté de la modulation d'amplitude, qui conserve malgré tout sa suprématie pour des raisons qu'on va comprendre.

171. — Caractéristiques de l'onde FM.

Une onde modulée en fréquence diffère sensiblement de celle modulée en amplitude :

- L'amplitude de sa porteuse est constante.
- Sa fréquence varie autour de la fréquence nominale; elle occupe donc une bande de fréquences.
- Les déviations de fréquence sont proportionnelles à l'intensité des sons transmis et non à leur hauteur. Celle-ci est traduite par le nombre de fois par seconde que se produisent ces écarts de fréquence, faibles ou importants.
- Pour chaque fréquence sonore, la modulation est caractérisée par un indice m , qui est le rapport de déviation maximum ΔF de la fréquence porteuse, à la fréquence sonore de modulation f . Cet indice de modulation $m = \Delta F/f$ peut varier de 0,01 à 10 au cours de la transmission.

Il semble qu'une bande de fréquences HF très étroite soit suffisante pour transmettre toutes les fréquences audibles, puisqu'à première vue la variation de la porteuse ne représente que le contraste entre les *pianissimi* et les *fortissimi*. Mais la modulation fait, en outre, danser cette variation aux fréquences sonores, et l'analyse mathématique montre

que chaque fréquence audible f fait apparaître, de part et d'autre de la fréquence porteuse F , des paires de fréquences $F \pm f, F \pm 2f, F \pm 3f, \dots$ en nombre théoriquement infini, alors qu'en AM il n'y a que la paire $F \pm f$. Par conséquent, la bande de fréquences HF nécessaire à une émission doit être beaucoup plus large qu'en AM pour transmettre fidèlement tout le spectre sonore.

● Puisque la transmission FM occupe une très large bande de fréquences, il a fallu cantonner ses émissions dans la zone des ondes métriques encore disponible, entre 87,5 et 100 MHz. Par exemple, l'émission FM de Paris-Inter a lieu sur $99 \text{ MHz} \pm 75 \text{ KHz}$. Les émetteurs sont distants de 200 KHz, soit 0,2 % seulement de la fréquence nominale, alors qu'elle est d'au moins 1 % en AM. Les émetteurs FM sont donc beaucoup plus serrés les uns contre les autres qu'en AM, dans la bande des fréquences qui leur est allouée.

● La largeur de bande que le récepteur doit admettre est cependant plus ample que les $\pm 75 \text{ KHz}$ officiels de l'émission, si l'on tient à la fidélité. Il s'agit, en effet, de reproduire, pour chaque fréquence f présente dans la modulation, tout un spectre de fréquences étagées de f en f de part et d'autre de la porteuse F , avec des amplitudes relatives différentes, positives ou négatives (voir fig. 17, § 11). Nous avons vu que le nombre N de fréquences latérales est infini, et qu'elles transmettent une partie de l'énergie rayonnée d'autant plus grande que l'indice m est élevé. Heureusement, ce sont les premières paires qui sont les plus importantes, et nous pouvons négliger sans distorsion appréciable les paires de fréquences d'ordre élevé qui ne transmettent pas plus de 5 % du signal total. Dans ces conditions, le nombre N de fréquences latérales conservées est donné par la correspondance ci-dessous :

$m =$	0,01 à 0,4	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$N =$	2	4	6	8	12	14	16	18	22	24	26	28

Ceci vu, on détermine aisément la largeur de bande de modulation nécessaire à chaque fréquence, par exemple celle de la fréquence sonore la plus élevée, soit 15 KHz. La bande latérale de l'émetteur étant de 75 KHz, cela nous donne un indice de modulation $m = 75/15 = 5$, d'où 16 fréquences latérales pour le son de 15 KHz, espacées de 15 KHz, soit au total une largeur de $15 \times 16 = 240 \text{ KHz}$. Bien entendu, chaque constructeur décide à son gré du nombre de fréquences latérales à conserver, selon le prix et la qualité de ses productions: certains ne conservent qu'une bande de 100 KHz, d'autres plus difficiles montent jusqu'à 600 KHz...

172. — Caractéristiques de la réception FM.

Il s'agit de recevoir des ondes métriques, qui ne contournent guère les obstacles importants et ne bénéficient pas de la réflexion sur les couches ionisées de la haute atmosphère. Leur portée moyenne est d'une centaine de kilomètres, avec d'importantes variations suivant les conditions locales et la qualité du collecteur d'ondes.

Celui-ci est une antenne accordée fort semblable à celles utilisées en télévision à 819 lignes, où la porteuse de vision a une fréquence encore plus élevée. Comme la polarisation est également horizontale, les antennes et pièces commerciales de télévision conviennent: dipôles, trombones avec ou sans réflecteurs et directeurs selon l'éloignement de l'émetteur, descentes bifilaires ou coaxiales. Seules, les dimensions changent: la longueur du dipôle récepteur étant une demi-onde (y compris le petit espace entre les deux quarts d'onde en tube, réservé pour le branchement de la ligne de descente), les deux tronçons ont approximativement 75 cm, au lieu de 40 en télévision. La longueur en mètres du dipôle, de bout en bout, se calcule aisément en divisant 153,5 par la fréquence en MHz. La demi-onde dans l'antenne n'a pas exactement la même longueur que dans l'air, à cause de la différence de vitesse de propagation dans le métal, des réflexions terminales et de l'effet de la coupure au centre.

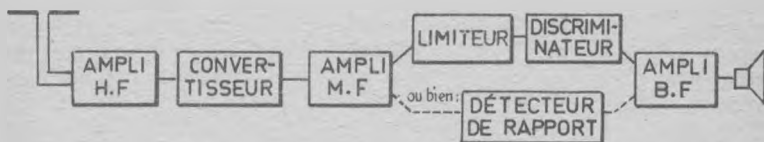


Fig. 263. — Chaîne des fonctions d'un récepteur FM.
L'amplificateur HF est facultatif.

L'impédance à la prise centrale d'un simple dipôle est de 73 ohms à la fréquence de résonance (§ 148). Une ligne de 75 ohms d'impédance convient donc, mais on préfère utiliser une ligne bifilaire de 300 ohms, qu'on couple à l'antenne comme indiqué aux §§ 161 et 164. Pour la réception d'un émetteur local, on ne s'embarrasse cependant pas d'un tel déploiement d'aériens; une antenne sommaire en tubes télescopiques, genre pied photographique, peut être incorporée au récepteur et s'y replier au repos. On a même simplifié davantage: l'antenne est constituée par une longueur d'une demi-onde de ligne bifilaire de 300 ohms, dont on soude ensemble les extrémités voisines des deux conducteurs: cela fait un « trombone ». On coupe l'un des deux conducteurs au centre et on y raccorde la « descente », également en ligne bifilaire de 300 ohms. Cette antenne sommaire est placée en position horizontale près du récepteur, par exemple le long du plancher ou sous un tapis. On peut encore la replier à l'intérieur du récepteur, ce qui lui enlève l'effet directif et pas mal de sensibilité.

Le récepteur FM est toujours un superhétérodyne, à cause de la sélectivité et de l'amplification nécessaires avant la démodulation. Mais il présente quelques différences avec le récepteur AM:

1. Le signal s'étalant sur une bande de 150 KHz dans l'espace restreint de 200 KHz qui lui est alloué, la courbe de sélectivité du récepteur doit se rapprocher autant que possible d'un rectangle large de 150 KHz, avec des flancs presque verticaux et un sommet aussi plat que possible.

2. Etant donné la fréquence élevée, des précautions spéciales de câblage doivent être prises pour éviter les pertes et les couplages parasites des circuits. Il faut se rappeler (§ 146) qu'un tronçon de conducteur non magnétique a une certaine self-induction qui dépend de sa longueur et de son diamètre: par exemple, chaque centimètre de fil de 7/10 équivaut à une bobine de $0,01 \mu\text{H}$, et par conséquent sa réactance dépasse 6 ohms à la fréquence de 100 MHz ($Z = 2\pi fL$). Ce simple fait montre toute l'importance d'un câblage court.

3. D'autres précautions doivent intervenir pour réduire le bruit de fond qui croît avec la fréquence dans l'étage d'entrée et pour supprimer les fréquences-images (§ 130). L'oscillateur doit être particulièrement stable en fréquence.

4. Le signal amplifié doit être « raboté » par un limiteur pour uniformiser l'amplitude et supprimer ainsi les parasites. L'amplification MF doit donc être relativement plus importante qu'en AM.

5. La démodulation ne peut être assurée par un détecteur agissant comme redresseur. C'est le rôle d'un « discriminateur » qui transforme les écarts de fréquence en tensions BF. Certains démodulateurs, comme le détecteur de rapport, agissent aussi comme limiteur et dispensent de cet organe.

6. La partie BF doit être particulièrement soignée pour ne pas gâcher la haute fidélité laborieusement acquise.

172. — L'étage HF d'entrée.

Bien que la plupart des récepteurs FM actuels en soient dépourvus pour raison d'économie, un étage d'amplification HF est utile. Son gain n'est sans doute pas important à une fréquence aussi élevée, mais il augmente la sélectivité, réduit le bruit de fond et permet d'éliminer les fréquences-images dans les cas difficiles.

On sait que celles-ci sont dues à des émetteurs dont la fréquence est symétrique à celle désirée par rapport à la fréquence de l'oscillateur local. Ces signaux indésirables produisent des battements MF de même fréquence que ceux qu'on recherche, si bien que l'amplificateur MF le plus sélectif est absolument incapable de les séparer. Il faut donc que de tels signaux ne puissent arriver à l'étage convertisseur.

Le moyen le plus efficace consiste à choisir une fréquence MF suffisamment élevée pour que celle de l'émetteur susceptible d'interférer se trouve en dehors de la bande des fréquences réservées aux émissions FM. C'est ainsi que la fréquence MF de 10,7 MHz a été universellement adoptée pour les récepteurs à fréquence modulée. Pour produire des battements-images, il faudrait un second émetteur FM distant de 21,4 MHz de celui qu'on désire, et un tel émetteur n'existe pas.

Mais il peut exister des émetteurs de signaux autres que ceux de radiodiffusion FM et dont la fréquence soit susceptible de produire les indésirables fréquences-images. C'est le cas de certaines émissions locales de télévision, sans compter

d'autres services et des brouillages qui ne manqueront pas de se produire à l'avenir. Si on se trouve dans le rayon d'action de ces gêneurs, il ne reste qu'une ressource: une sélectivité HF assez poussée pour les empêcher d'atteindre le changeur de fréquence. On y arrive en utilisant une antenne accordée très sélective et directive, des circuits d'entrée à haut Q et un étage HF à haut rendement.

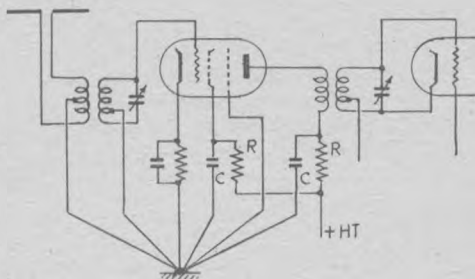


Fig. 264. — Schéma de principe d'un amplificateur pour ondes métriques

Le *bruit de fond* a deux causes principales: l'agitation moléculaire dans les conducteurs plus ou moins résistants et les fluctuations du courant électronique dans les tubes. Nous avons vu au § 68 qu'il croît avec la fréquence, la température, la résistance des circuits parcourus par la HF, la complexité des tubes et leur âge. Il est donc relativement plus fort dans un récepteur à ondes métriques que dans un poste courant. C'est le premier étage qui est surtout responsable du bruit de fond, car celui qu'il produit est encore amplifié par les étages suivants. Par conséquent, le bruit de fond global sera minimum avec un étage HF faiblement résistant (circuits à haut Q câblés très courts) et muni d'un tube à faible souffle, car son amplification permet de réduire celle des étages suivants par l'action de l'antifading — et particulièrement le souffle important du changeur de fréquence.

Le principe d'un ampli HF pour FM reste le même que pour AM. On pourrait utiliser un transformateur à primaire et secondaire accordés pour former un filtre de bande, mais on se contente le plus souvent d'accorder le secondaire du transformateur de liaison avec le convertisseur.

Sous peine de n'avoir qu'un gain ridicule ou même négatif, diverses précautions doivent être prises, qui se retrouvent, du reste, à l'étage suivant travaillant à la même fréquence:

— Les découplages sont très élaborés, les blindages très étudiés, les connexions archi-courtes, et tous les retours à la masse se font en un seul point du châssis le plus proche pour chaque étage parcouru par la HF, et même par la MF, afin d'éviter les couplages par résistance et les capacités parasites.

— Le suppresseur du tube pentode est réuni à la masse et non à la cathode.

— Les inductances sont à Q élevé: support en polystyrène, bobinages en fil divisé à très nombreux brins ou même en tube, car ils ne comportent que quelques spires. L'accord est réalisé avec le minimum de capacité d'appoint ou même par la capacité répartie, pour conserver le maximum de L dans le produit LC . On est même allé plus loin pour accroître encore le facteur d'amplification Q des circuits accordés, en utilisant les « fils de Lecher »: deux tronçons de conducteur parallèles sont courbés en cercle à un bout et forment une ligne bifilaire quart d'onde, dont la fréquence est réglée par un curseur qui les court-circuite à la longueur voulue et qu'on entraîne par la commande unique (§ 159).

Pour bien situer l'importance de L et de Q , rappelons que l'amplification de l'étage est $A = S \omega L Q$.

— Mais Q dégringole si nous mettons une faible impédance en parallèle avec le circuit accordé. C'est malheureusement ce qui a lieu, car l'impédance d'entrée du tube tombe à une valeur très basse à la fréquence de 100 MHz, parfois jusqu'à

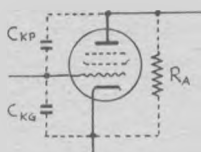


Fig. 265

2.000 ohms, même avec les pentodes où l'effet Miller est négligeable. On voit sur la fig. 265 que l'entrée est shuntée non seulement par C_{KG} , mais encore par C_{KP} qui se referme sur la cathode par la résistance d'anode R_A . Par conséquent, il faut choisir un tube qui ait à la fois une forte pente S et de faibles capacités d'entrée et de sortie. Ce qui compte, aux fréquences élevées, ce n'est pas la pente seule, mais le quotient de la pente par la somme de ces capacités parasites. Il représente le « coefficient de mérite » du tube aux ultra-fréquences.

173. — Le convertisseur de fréquence.

Il s'agit d'obtenir un gain élevé (au moins 100) avec un souffle de conversion aussi faible que possible, en utilisant une oscillation locale sans harmoniques puissants qui engendreraient des fréquences-images et des interférences diverses, et de produire une MF bien stable de 10,7 MHz. Pour réaliser ce programme, l'étage convertisseur s'inspire des montages utilisés en télévision.

● L'anatomie des circuits accordés est la même que pour l'étage HF, et les mêmes précautions sont prises: connexions courtes, blindage très étudié, retours de masse en un seul point, découplages par C en céramique, etc.

● La conversion multiplicative (§ 126), universellement utilisée en AM, présente deux défauts en FM: la pente de conversion S_c est faible et la résistance équivalente de

souffle * des hexodes, heptodes et octodes de conversion atteint 50 000 à 100 000 ohms. Or, nous avons besoin d'une forte Sc pour compenser d'avance le faible gain des étages MF et le gaspillage du limiteur, comme nous le verrons plus loin — et d'autre part, ce n'est pas la peine de se compliquer l'existence avec la modulation de fréquence si on y retrouve le bruit de fond des récepteurs AM.

On utilise donc la conversion additive, sauf dans les récepteurs mixtes à prix populaires où le convertisseur sert à la fois en FM et en AM. On sait qu'elle consiste à envoyer le signal et l'oscillation locale dans la même grille où ils s'additionnent, au lieu de les recevoir sur deux grilles successives séparées par des écrans. Elle engendre un souffle beaucoup plus faible que la conversion multiplicative (environ 10 fois moindre avec les triodes et 5 fois avec les pentodes), et on peut obtenir une pente de conversion proche de la moitié de la pente normale du tube convertisseur.

Comme l'écart de fréquence entre le signal et l'oscillation locale atteint environ 10 % en FM, le glissement de fréquence est moins à craindre qu'en AM.

Mais il faut surtout obtenir une MF stable, car le niveau de bruit dépend beaucoup du centrage du signal MF sur la courbe caractéristique du discriminateur ou du détecteur. Un écart de 30 KHz diminue notablement le niveau du son et augmente en même temps le niveau du bruit. Il faut donc que la stabilité de l'oscillateur local soit assurée à moins de 0,3/1000 près. Comme il doit en outre osciller allègrement à une centaine de Mhz sans harmoniques gênants, on conçoit que son montage demande des précautions spéciales pour le rendre insensible aux variations de la température et des tensions :

— Le Q du circuit oscillant doit être le plus élevé possible, avec des isolants non hygroscopiques et à faible coefficient de température. Il doit être de très faible volume pour offrir peu de capacité parasite avec les autres organes du circuit.

— Le montage doit être rigide, inébranlable par les vibrations du haut parleur, avec les conducteurs courts et des retours à la masse en un même point.

— Les tensions d'alimentation doivent être stabilisées à l'aide de tubes régulateurs (§ 142).

— Le courant de grille doit être aussi faible que le permet un fonctionnement satisfaisant.

— Les éléments qui déterminent la fréquence (selfs et capacités) doivent être à l'abri des variations de température dues au fonctionnement du poste, par exemple en les plaçant sous le châssis, aussi loin que possible des bases des tubes. Le C variable aura des lames très écartées afin de réduire la variation thermique de capacité.

— Les dérives se compensent partiellement en disposant, en parallèle sur les circuits oscillants, un condensateur à coefficient négatif de température qui représente, par exemple, 1/10 de la capacité totale accordant la self. Sa capacité diminue quand il s'échauffe, et si son coefficient négatif est

(*) C'est la résistance qui produirait le même souffle par agitation thermique si elle était connectée entre grille et cathode du même tube supposé sans souffle.

dix fois plus grand que le coefficient positif des autres capacités (C d'accord + C répartie), la compensation est obtenue. En choisissant judicieusement sa capacité, son coefficient et son emplacement (près d'un tube ou d'une résistance chauffante) on arrive à stabiliser approximativement l'oscillateur.

— Si l'oscillation est assez vigoureuse, on peut augmenter la stabilité de la fréquence en connectant l'espace cathode-grille du tube à une partie seulement du circuit oscillant quand le schéma s'y prête, et en limitant l'injection dans le tube convertisseur au strict minimum.

— Malgré ces précautions, il reste d'autres sources de dérive : vieillissement des isolants, augmentation de la résistance dynamique par oxydation, jeu dans le C variable, etc., et surtout réglage imparfait de la réception par les commandes manuelles. Lorsqu'on ne recule devant aucun sacrifice, on peut stabiliser à peu près complètement la fréquence oscillante, à l'aide d'un montage syntoniseur ou C.A.F. qui sera étudié plus loin.

Les tubes changeurs de fréquence utilisés en AM, tels que les heptodes, octodes, triodes-hexodes, etc., ne conviennent guère en FM, car leurs multiples éléments divisent le flux électronique et engendrent un bruit de fond très accentué à ces fréquences élevées. On a cependant construit des convertisseurs pentagrides tels que le type 6 BE 6 N, où ce défaut est moins prononcé, ce qui a permis de les utiliser dans les

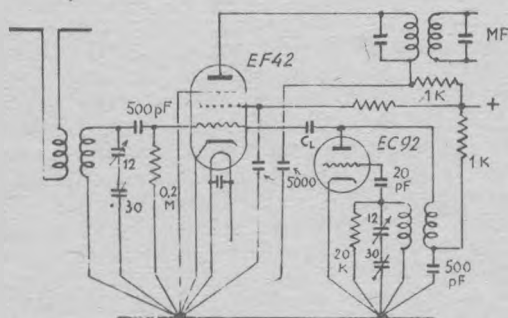


Fig. 266. — Etage convertisseur classique à oscillateur autodyne.

récepteurs populaires mixtes AM-FM, où il s'agit de réduire au minimum le nombre de tubes. On emploie donc les pentodes et les triodes. Pour éviter toute amorce de synchronisation de l'oscillateur par le signal, ce qui causerait la dérive de la MF, on confie de préférence l'oscillation à un tube et la conversion à un autre.

Les oscillateurs Hartley et Colpitts ou leurs dérivés ont la faveur des constructeurs, surtout le dernier qui évite une prise sur la self, permet des réglages plus précis et plus stables et n'est pas sujet à donner des oscillations parasites comme le Hartley. En outre, il se prête aisément à l'accord

par perméabilité magnétique. Les montages E.C.O. (couplage électronique) appliqués aux pentodes ont l'avantage d'être moins sensibles que les autres aux variations de tension alimentaire, car leur influence sur l'anode est partiellement compensée par celle sur la grille-écran. Mais ils sont prolifiques en harmoniques, ce qui oblige à prévoir une présélection soignée avant la conversion si on ne veut pas courir le risque des fréquences-images et des sifflements qui les accompagnent.

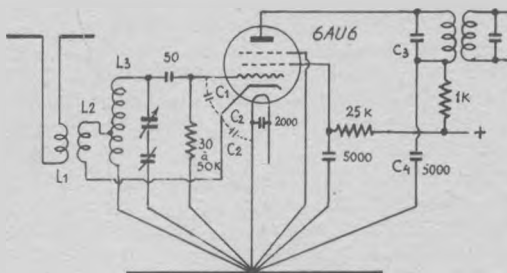


Fig. 267. — Convertisseur à un tube pentode, oscillateur Colpitts.

Les figures 266 à 269 donnent quatre exemples de convertisseurs additifs pour ondes métriques :

Fig. 266. C'est le schéma classique à deux tubes, où l'oscillateur EC 92 est monté en autodyne. Le condensateur d'injection de l'oscillation locale dans la grille EF 42 est très faible, 1 ou 2 pF. Remarquez que le filament est shunté par un condensateur céramique de 1500 à 2000 pF, qu'on peut remplacer par une bobine d'arrêt mise en série sur la connexion de chauffage non réunie à la masse, et constituée par une centaine de spires disposées, comme l'indique la fig. 39, sur une résistance de 1000 Ω qui la shunte. Ce « découplage » du filament doit être pratiqué sur tous les tubes HF et MF, bien qu'il ne soit pas toujours indiqué sur les schémas suivants. Quand l'accord des circuits n'est pas obtenu par perméabilité magnétique, on utilise généralement un variable de 12 pF en série avec un trimmer de 30 pF. Par mesure de simplification, cet ensemble peut être représenté par un simple C variable sur les schémas suivants.

Fig. 267. Ce montage, indiqué par « Wireless World », est du type Colpitts (§ 104), qu'on reconnaîtra en considérant qu'une extrémité de L_3 est réunie à la grille via 50 pF et une autre à l'anode via la masse - C_4 - C_3 , tandis que la cathode est réunie à la grille par les capacités internes du tube (représentées en pointillé), soit cathode-grille C_1 et cathode-filament C_2 -masse- C_4 - C_3 . La prise de L_2 sur L_3 doit être faite au point où le potentiel HF est minimum. Comme L_3 n'a guère que 4 spires espacées de 10 mm de diamètre, cette prise est approximativement à 1 1/4 tour à partir de la masse.

Fig. 268. C'est un montage « tropadyne », où l'écran de la pentode sert d'anode à l'oscillateur local du type Hartley, mais qu'on pourrait traduire en Colpitts en utilisant les capacités internes du tube ou en divisant la capacité d'accord d'oscillateur.

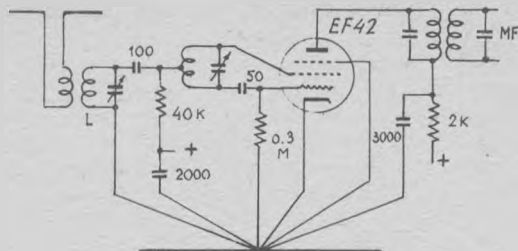


Fig. 268. — Convertisseur tropadyne à oscillateur Hartley.

Fig. 269. C'est un montage réalisé autour d'une double triode, dont un élément travaille en convertisseur et l'autre en oscillateur, ce dernier du type Hartley. L'injection a lieu par la cathode commune. L'importance de l'injection se règle par les trimmers, dont on augmente la valeur de l'un pendant qu'on réduit celle de l'autre.

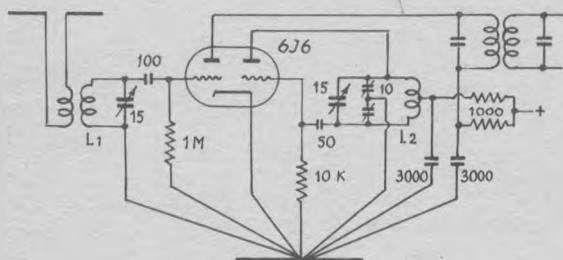


Fig. 269. — Convertisseur à double triode, oscillateur Hartley.

Tout le bloc oscillateur avec son tube doivent être suspendus élastiquement, car les vibrations qui pourraient l'atteindre se traduiraient par une variation de la fréquence de l'oscillation.

174. — L'amplificateur MF.

En FM, l'amplificateur MF doit répondre à des exigences beaucoup plus sévères qu'en AM. Il travaille à une fréquence élevée, 10,7 MHz, ce qui ne favorise guère un gain important par étage, mais plutôt l'instabilité et ses séquelles. D'autre part, on lui demande une amplification considérable pour

rattraper le faible gain de la conversion et le coup de rabot du limiteur qui suit. Il doit amplifier une très large bande de fréquences, tout en coupant brusquement les autres. Enfin, la distorsion de phase, qui n'affecte pratiquement pas la modulation en AM, peut se traduire en FM par de graves distorsions harmoniques de la BF. Or, on sait qu'un circuit accordé déphase une fréquence qui lui est injectée, *en avance* si cette fréquence est inférieure à sa fréquence de résonance, et *en arrière* si elle lui est supérieure (§ 33). Ces déphasages se produisent perpétuellement en FM, puisque la fréquence incidente est modulée, d'où une modulation de phase qui s'ajoute à la modulation de fréquence (voir § 12). Or, une modulation de phase correspond à un décalage dans le temps, soit une avance ou un retard qui dépend par conséquent de la fréquence BF modulant le signal: les aiguës sont à la traîne ou précèdent les graves. Heureusement, on peut compenser ces décalages par les circuits couplés, par exemple par deux transformateurs MF successifs ayant des coefficients de couplage différents. Nous allons voir que ceci s'accorde très bien avec la réalisation d'une large bande passante.

Pour obtenir un gain suffisant avec une large bande, il faut au moins deux étages MF. Avec des bobinages à haut Q, des tubes appropriés (EF 80, EF 42, etc.) et quelques précautions, on obtient aisément un gain de 50 à 60 par étage, soit 2.500 à 3.000 au total, ce qui suffit habituellement. Les bobinages des transformateurs de liaison comportent évidemment peu de spires sur un petit mandrin à faibles pertes diélectriques; l'accord est généralement obtenu par déplacement d'un noyau magnétique en ferrite. Comme cet accord ne doit pas modifier le couplage très précis des deux bobinages, les noyaux magnétiques agissent habituellement sur les extrémités les plus éloignées des deux bobines. On utilise aussi la liaison entre étages par plaque accordée (circuit bouchon) avec alimentation en parallèle, mais la sélectivité est moins bonne qu'avec des transfos.

La bande passante. Nous avons vu au § 171 qu'il s'agit d'assurer le passage d'une bande de 240 KHz pour assurer une bonne reproduction sonore à l'indice de modulation 5. Mais ceci suppose des conditions idéales: un oscillateur sans dérive et un opérateur qui le règle au point précis pour que la MF tombe en plein mitan de ladite bande passante.

Admettons ce beau programme réalisé; il reste encore un os: le remplacement des tubes modifie les résistances internes initiales et le vieillissement des autres pièces en fait autant, d'où une certaine dérive. Il est donc prudent de prévoir une bande passante plutôt large qu'étroite.

On a vu aux §§ 37 et 66 que deux circuits accordés sur la même fréquence, mais couplés un peu au delà du couplage critique, constituent un *filtre de bande*. La courbe idéale de transmission devrait être un rectangle: sommet plat, flancs verticaux coupant « rasibus » les fréquences indésirables, mais nous n'obtenons qu'une sorte de montagne ébréchée où la bande passante est assez mal définie. On a donc convenu que cette bande passante comprendrait toutes les fréquences qui ne sont pas affaiblies de plus de 3 db.

Un transformateur MF forme bien un filtre de bande, mais sa bande passante est trop étroite pour les besoins de la FM, à moins d'abrutir totalement le Q de ses circuits avec des résistances, afin d'aplatir sa courbe de transmission, ce qui réduirait le gain d'étage à une valeur ridicule. Pour obtenir la courbe à sommet méplat et large dont nous avons besoin, il faut plusieurs filtres de bande en cascade.

Bien entendu, la nature, qui n'aime pas qu'on la contraigne, nous fait payer cette «résonance forcée»: la bande passante résultante est plus étroite que celle de chacun des circuits mis en cascade, et l'amplification est plus faible par étage (§ 66). Mais tout s'arrange avec deux tubes amplificateurs MF au lieu d'un seul.

Pour obtenir une large bande passante, trois procédés sont généralement utilisés:

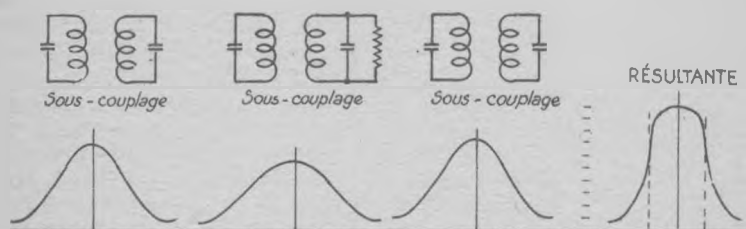


Fig. 270. — Large bande passante par trois transformateurs sous-couplés, accordés sur la même fréquence.

Fig. 270. — On met en cascade trois transformateurs à primaire et secondaire accordés, mais légèrement sous-couplés (un peu plus bas que le couplage optimum). Eventuellement, une résistance aplatit légèrement le Q d'un ou plusieurs secondaires, ce qui donne à ces transformateurs une très large courbe de transmission, mais à sommet non méplat. La résultante présente alors une courbe à flancs beaucoup plus raides et à sommet plus large; la bande passante se rétrécit à la valeur voulue si tout est bien réglé.

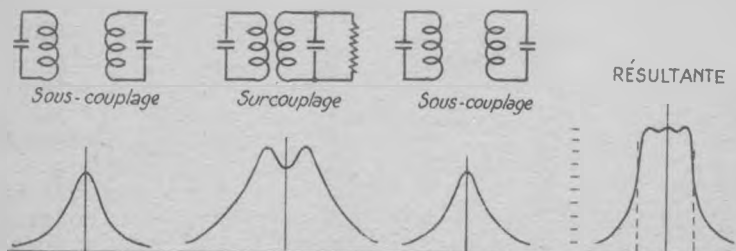


Fig. 271. — Large bande passante par trois transformateurs diversement couplés.

Fig. 271. — Un ou deux transformateurs de liaison sont réglés au couplage critique, ce qui donne un haut gain aux

étages qu'ils équipent, tandis que le ou les autres sont très surcouplés et parfois chargés par une résistance, ce qui leur donne une très large bande de transmission avec deux « bosses de chameau » qui encadrent l'unique chandelle des courbes de transmission des précédents.

Fig. 272. — On réalise la liaison par des selfs à haut Q accordées, ou « circuits-bouchons », au lieu de transformateurs, mais les fréquences de résonance des circuits oscillants, au lieu d'être égales, s'étagent en laissant un intervalle de 75 à 100 KHz. La résultante est encore une courbe à flancs abrupts et sommet méplat. Un résultat semblable, avec flancs encore plus raides, serait obtenu en mettant en cascade trois transformateurs à primaire et secondaire accordés sur la même fréquence, mais avec étagement des fréquences d'un transformateur à l'autre.

Par mesure de simplification, les circuits représentés sur les trois figures précédentes sont accordés de façon classique par trimmer variable. En pratique, on préfère accorder à l'aide d'un condensateur fixe au mica argenté ou en céramique, et compléter cet accord par le déplacement d'un noyau magnétique en ferroxcube ou son équivalent.

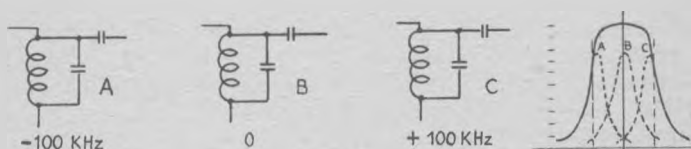


Fig. 272. — Large bande passante par trois selfs accordées sur des fréquences étagées.

Avec deux étages d'amplification, de bons blindages et quelques précautions de câblage, la réaction positive est généralement insuffisante pour entraîner l'instabilité. Mais il n'en est plus de même avec trois étages MF, où le déphasage peut devenir tel que le système se mette à osciller, à la faveur des restes de couplage parasite et surtout des capacités internes des tubes (§§ 69-70). Sans même atteindre l'instabilité caractérisée, la réaction indésirable diminue la largeur de la bande passante et provoque la dissymétrie de la courbe de transmission. Si les remèdes classiques sont insuffisants (découplages soignés, filtrage minutieux et stabilisation des tensions, connexions courtes et faiblement résistantes), on recourt au « neutrodynage », qui consiste à compenser la capacité grille-plaque des tubes par un petit condensateur.

Un exemple est donné par la fig. 273. Les deux condensateurs C_1 et C_2 , en même temps qu'ils accordent le primaire du transformateur de liaison avec le tube suivant, forment un diviseur de tension MF le long du primaire qui charge la plaque. On prélève ainsi une partie de cette tension oscillante-plaque, et on la réinjecte dans la grille par le condensateur de neutralisation C_n , ce qui réalise une contre-

réaction qui équilibre la réaction positive produite par la capacité parasite C_{gp} , lorsque $C_n = C_{gp} \cdot C_2/C_1$. D'autres montages neutrodynes opèrent sur la grille-écran au lieu de la plaque.

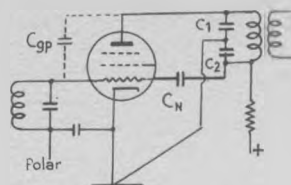


Fig. 273. — Neutralisation d'un étage MF par l'anode.

175. — Limitation anti-parasites.

Après conversion et amplification, le signal MF idéal aurait une amplitude constante, il ne serait modulé qu'en fréquence. Mais les irrégularités de transmission, et surtout les parasites, lui imposent en outre une modulation en amplitude. Si le détecteur chargé d'extraire la modulation du signal n'était sensible qu'à la modulation de fréquence, cela n'aurait aucune importance, puisque ces parasites modulateurs ne pourraient se faufiler dans la partie BF du récepteur.

Malheureusement, certains des meilleurs détecteurs FM font apparaître aussi la modulation d'amplitude. Il devient donc nécessaire d'en débarrasser le signal avant détection, en l'écrétant haut et bas pour n'en conserver que le noyau. La fig. 274 montre que ceci peut s'obtenir à l'aide de deux diodes montées tête-bêche, chacune recevant une polarisation négative correspondant à l'amplitude maximum *E max* à conserver. On utilise généralement des diodes au germanium, dont la résistance interne ne dépasse pas quelques centaines d'ohms. Toutefois, ce montage est peu utilisé, parce qu'il n'amplifie pas et demande des tensions de polarisation qui entraînent souvent des complications. Un autre limiteur basé sur l'effet dynatron (§ 52) n'a pas eu beaucoup plus de succès.

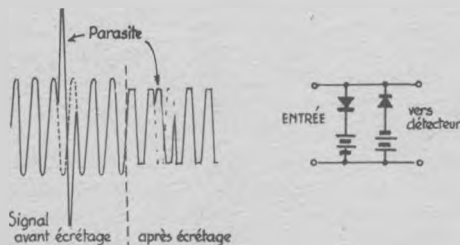


Fig. 274. — Limiteur à diodes.

Le limiteur le plus employé est un étage supplémentaire d'amplification MF, où une pentode sous-alimentée est en outre affligée d'un courant-grille, ce qui la rend totalement inapte à suivre un signal au-delà d'une amplitude pré-réglée. On sait que le courant anodique d'une pentode est sous la dépendance étroite de sa tension d'écran. Si donc nous réglons très bas cette tension d'écran, par exemple à 40 volts pour une EF 80 dont l'anode reçoit 250 volts, le cut-off est atteint pour une tension négative de grille de 2 volts et la saturation plafonne à 2,5 mA seulement quand la tension-grille s'annule. Si la grille devient positive, le courant anodique ne peut plus augmenter, mais le courant-grille se manifeste.

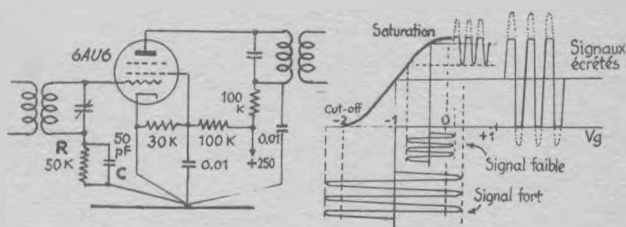


Fig. 275. — Limiteur à pentode détectrice sous-alimentée.

Ceci vu, montons un étage MF avec une pentode sous-alimentée, en réglant la tension d'écran par un diviseur, comme le montre la fig. 275. On voit dans le circuit-grille une résistance R flanquée d'une capacité C. Comme la cathode est à la masse, le tube détecte donc par la grille (§ 81), les pointes positives du signal rendent la grille positive, il naît un courant-grille qui produit une chute de tension le long de R, ce qui charge C et polarise la grille plus ou moins négativement selon l'amplitude du signal. Mais le tube sous-alimenté a une courbe I_p/V_g très courte avec une excursion de grille étroite; la saturation est vite atteinte, si bien qu'un signal fort se trouve écreté en haut par la saturation et en bas par le cut-off du tube (graphique de droite de la fig. 275).

R et C forment un système à constante de temps : la charge de C ne se perd que lentement à travers R, la polarisation du tube est donc automatiquement ajustée au signal et ne suit ses variations qu'avec un retard réglable. La constante de temps RC doit être de quelques secondes : trop faible, elle laisse passer la queue des impulsions parasites de longue durée — trop forte, elle laisse passer celles qui sont brèves et n'ont pas le temps d'augmenter la tension du condensateur.

On remarquera qu'un faible signal n'est limité que par la saturation du tube, puisqu'il n'atteint pas le cut-off lors de ses alternances négatives. Par conséquent, les signaux faibles ne sont limités qu'à moitié, les parasites modulés en amplitude passent un peu, mais ils sont rapidement limités par le cut-off du tube, si bien que le mal n'est pas grave.

On peut du reste le supprimer en montant deux étages limiteurs en cascade. En effet, le signal arrivant à la grille d'un tube se retrouve à la plaque, mais déphasé de 180° . Par conséquent, le signal qui vient d'être écrété par le premier étage à ses alternances positives se trouve inversé en arrivant au second tube, où il subit l'écrétage des alternances qui n'avaient pas été touchées.

On remarquera, sur la fig. 274, que le parasite laisse quand même sa trace dans la modulation de fréquence s'il n'est pas rigoureusement synchronisé avec le signal. D'autre part, on conçoit que le limiteur puisse jouer un rôle très semblable à celui de l'antifading, en coupant tout ce qui dépasse un niveau sonore déterminé.

176. — Emphase et désemphasis.

Le limiteur réussit sans doute à débarrasser le signal du principal gêneur, qui est le parasite modulé en amplitude, mais il reste des séquelles : le signal écrété n'est plus sinusoïdal, il est presque rectangulaire, l'analyse mathématique montrerait qu'il contient une infinité d'harmoniques, c'est-à-dire un mélange de fréquences parasites d'ordre élevé, que le détecteur s'empressera de faire apparaître sous forme de crachement. Et nous avons vu qu'une perturbation quelconque telle qu'un parasite atmosphérique, les impulsions produites par l'allumage des moteurs, etc. blessent le train d'ondes du signal en lui greffant des pointes intercalaires qui doublent, triplent... la fréquence instantanée.

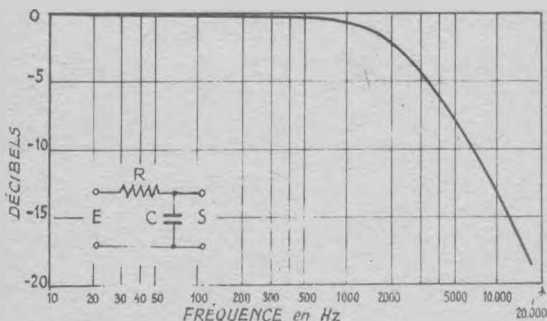


Fig. 276. — Filtre de désemphasis et sa courbe de transmission pour $RC = 75$ microsecondes.

Le signal peut se représenter par un vecteur tournant à une vitesse angulaire variable selon la modulation, et un parasite par un autre vecteur tournant ayant une même origine 0, quelles que soient sa nature et sa durée. C'est leur résultante qui est détectée, et il est facile de vérifier que son déphasage n'atteint jamais 90° dans le cas le plus défavorable, tandis que son amplitude peut varier entre deux fois celle du signal et presque zéro. Par contre, si le parasite est plus fort que le signal, le vecteur résultant peut lui être instantanément opposé, ce qui rend le signal inaudible : c'est le phénomène du *masquage* d'un signal faible par un autre plus fort.

Avec ou sans masquage, les multiples perturbations toujours présentes (atmosphériques, industrielles, agitation thermique, etc.) apportent leurs fréquences parasites, et tout ceci se traduit après détection par un souffle et des crachements formés de fréquences élevées. La plupart sont heureusement inaudibles, parce que leur fréquence dépasse la limite de 15.000 Hz, qui est le seuil moyen d'audibilité. Quant aux autres, il s'agit de les éliminer le mieux possible. On y parvient par un artifice bien simple : il suffit de renforcer, à l'émission, les aiguës par rapport aux graves : c'est l'*emphase* ou préaccentuation. Pour rétablir l'équilibre, il n'y a plus qu'à faire le contraire à la réception : on affaiblit les aiguës, et du même coup les parasites créés par le limiteur ou pêchés en cours de route.

La courbe de transmission du circuit chargé de cette fonction de « désemphase » doit donc décroître quand la fréquence croît. C'est l'affaire d'une résistance R et d'une capacité C (fig. 276). L'atténuation en décibels d'un tel filtre étant :

$$- dB = 10 \log [1 + (2\pi f)^2 T^2]$$

un calcul simple montrerait qu'il faut une constante de temps T comprise entre 50 et 100 microsecondes. On choisira, par exemple, R et C tels que *Kiloohms* \times *picofarads* = 50.000 soit R = 50 K et C = 1.000 pF, pour désaccentuer l'émission de Paris, dont l'emphase correspond précisément à une avance de phase de 50 microsecondes.

LA DETECTION

Pour démoduler le signal FM, on a imaginé de nombreux détecteurs basés sur différents principes, mais beaucoup n'ont pas résisté à l'épreuve du temps. Nous nous bornerons à décrire les plus typiques ou les plus utilisés.

177. — Le détecteur d'amplitude.

On sait que si on applique une tension sinusoïdale à un circuit oscillant LC, il apparaît aux bornes de celui-ci une tension Q fois plus forte à la résonance, $Q = 2 fL/R$ étant le facteur de surtension du circuit. Si on s'écarte de la résonance, la tension aux bornes de LC diminue rapidement, ce qui donne une courbe de transmission en forme de cloche plus ou moins évasée ou pointue selon la valeur de Q (§ 36, fig. 56-57).

Cette propriété des circuits oscillants permet d'entendre les émissions FM avec un détecteur d'amplitude quelconque, tel qu'une simple diode. Il suffit de désaccorder légèrement le circuit oscillant qui l'alimente, de façon à centrer la fréquence moyenne du signal, soit 10,7 MHz sur la partie la moins courbée du flanc de sa courbe de résonance (fig. 277). Si le Q du circuit est réglé de telle façon que la variation de fréquence ne dépasse pas la partie sensiblement rectiligne de ce flanc, cette variation se traduit en variation d'amplitude, et le détecteur fait apparaître la modulation du signal.

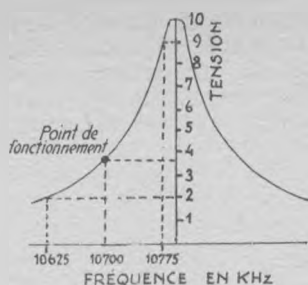


Fig. 277. — Fonctionnement d'un détecteur d'amplitude en FM.

Cette démodulation très simple n'est cependant utilisée que dans les récepteurs à bon marché, car la tension moyenne détectée n'est que la moitié de la tension maximum. La largeur de la bande de fréquences exige un circuit oscillant à faible Q , et malgré cela de graves distorsions sont introduites par la courbure du flanc de la courbe, comme on peut en juger d'après la fig. 277.

178. — Le discriminateur Foster-Seeley.

C'est l'un des plus employés, il en existe plusieurs variantes. La fig. 278 en indique le schéma classique avec, en pointillé, le limiteur qui le précède obligatoirement et le filtre de désphase qui le suit.

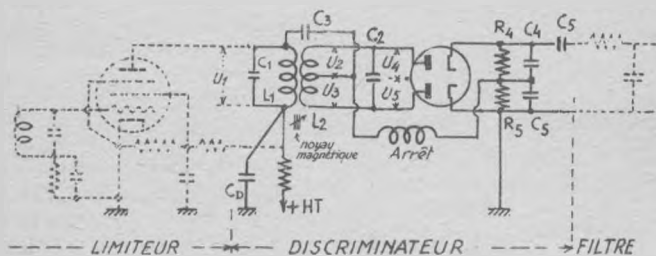


Fig. 278. — Schéma classique d'un discriminateur Foster-Seeley.

Le circuit primaire L_1C_1 est couplé magnétiquement avec le circuit secondaire L_2C_2 et tous deux sont accordés sur la fréquence F , qui est la fréquence médiane du signal MF. Si nous appliquons au primaire une tension sinusoïdale U_1 à la fréquence de résonance F , il apparaît entre les extrémités du secondaire une tension induite de même fréquence, mais déphasée de $\pi/2$ ou 90° . Par rapport au point milieu du secondaire, cette tension induite se divise en deux moitiés U_2 et U_3 de signes opposés, mais toutes deux déphasées de 90° par rapport à U_1 .

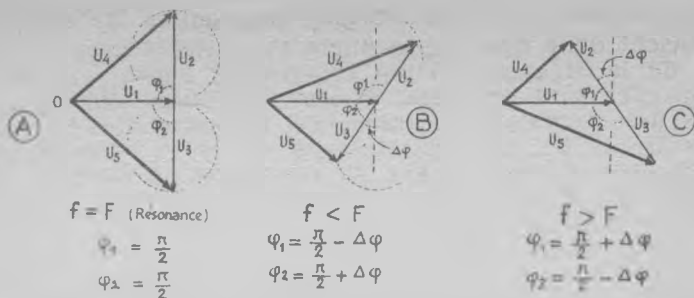


Fig. 279. — Relations de phase et de tension d'un discriminateur Foster-Seeley.

Maintenant, amenons cette tension U_1 du primaire au point milieu du secondaire, via C_3 . Nous ajoutons ainsi la tension U_1 à celles U_2 et U_3 , ce qui donne deux résultantes par rapport à la masse : $U_4 = U_1 + jU_2$, et $U_5 = U_1 - jU_3$. Pour déterminer ce qu'elles sont et ce qu'elles deviendront, le plus simple est de tracer les vecteurs qui les représentent et de les additionner géométriquement (fig. 279). On sait que la résultante de deux vecteurs est la diagonale du parallélogramme construit sur ces vecteurs comme côtés. En pratique, on ne trace pas tout le parallélogramme, mais seulement deux côtés adjacents, et la diagonale cherchée est la droite qui referme le triangle.

Sur le schéma A de la fig. 278, on a donc tracé à une échelle convenable le vecteur U_1 partant de l'origine 0, puis, à partir de son extrémité, le vecteur U_2 à la même échelle mais déphasé en avant de 90° (dans le sens conventionnel de rotation des vecteurs, qui est inverse de celui de la montre. Il suffit de refermer le triangle rectangle pour avoir le vecteur résultant U_4 en grandeur et en phase. Toujours à partir de l'extrémité du vecteur commun U_1 , on a encore tracé le vecteur U_3 opposé à U_2 , et en refermant le nouveau triangle, on a obtenu le vecteur résultant U_5 . Celui-ci est égal en grandeur à U_4 , mais sa phase est différente.

U_4 et U_5 sont les deux tensions qui sont appliquées aux deux éléments diodes de la fig. 278 lorsque la fréquence du signal est la même que celle d'accord du transformateur. En effet, le circuit du signal dans les deux diodes se referme sur la masse via $C_b - C_3$ —secondaire—diode supérieure— $R_4 + C_4$, et diode inférieure $-R_5 + C_4$. Quant au retour de la composante continue créée par la détection, elle est assurée par la self d'arrêt, qui barre la route au signal MF. Puisque U_4 et U_5 sont égaux, il apparaît sur les résistances de charge R_4 et R_5 deux tensions BF égales et opposées, dont la somme U_d est nulle, ce qui est logique puisque le signal n'est pas modulé en fréquence.

Mais la modulation fait varier la fréquence du signal, qui s'écarte de celle d'accord des circuits. On a vu au § 34 qu'en pareil cas la tension du signal transmis subit un déphasage, en retard si la fréquence diminue, en avance si elle augmente. En même temps, elle s'affaiblit comme l'impédance des circuits lorsqu'on s'écarte de la résonance (fig. 53).

Par rapport à U_1 , les tensions secondaires U_2 et U_3 se déphasent donc d'un même angle $\Delta\varphi$, variable avec l'excursion de la fréquence, l'une en avance, l'autre en retard puisqu'elles sont opposées, et leur amplitude diminue. Au cours des excursions de fréquence, les extrémités des vecteurs U_2 et U_3 sont astreintes à suivre la circonférence tracée avec chaque vecteur au repos comme diamètre (en pointillé, A fig. 279), ils se raccourcissent donc rapidement si la fréquence varie beaucoup.

On voit sur les schémas B et C ce qui se passe quand la fréquence du signal devient inférieure ou supérieure à celle de résonance F. Dans le premier cas, U_2 et U_3 sont en retard sur F d'un même angle $\Delta\varphi$ (leurs phases respectives sont $\pi - \Delta\varphi$ et $\frac{3\pi}{2} - \Delta\varphi$) et les tensions résultantes U_4 et U_5 sont inégales, avec U_4 plus grand que U_5 . Dans le second cas ($f > F$), c'est le contraire qui a lieu.

Redressées par les diodes, ces tensions résultantes apparaissent l'une sur la résistance de charge R_4 , l'autre sur R_5 , chargeant C_4 et C_5 , mais comme les diodes sont en opposition, les tensions BF résultantes sont opposées et c'est leur différence qui apparaît seule à la sortie du discriminateur et représente la modulation du signal.

Remarquez que le discriminateur Foster-Seeley est insensible à la modulation d'amplitude lorsque $f = F$, puisque la détection donne deux tensions égales et opposées, dont la somme est toujours nulle. Il n'en est plus de même quand f est différent de F, car la somme des deux tensions résultantes détectées n'est plus nulle, elle grandit et elle varie comme l'amplitude du signal. Il faut donc un limiteur à un et même deux étages pour éliminer les parasites, qui sont surtout modulés en amplitude.

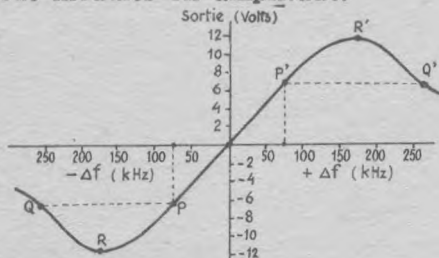


Fig. 280. — Courbe de fonctionnement d'un discriminateur Foster-Seeley.

La fig. 280 donne la courbe de U_d tracée en fonction de l'excursion de fréquence Δf pour chacune des deux diodes. On voit qu'elles se raccordent à l'origine pour former une courbe en S, avec une longue partie sensiblement rectiligne qui doit comprendre au moins l'excursion maximum du signal, soit ± 75 kHz. Pour éviter les faux réglages sur des points tels que QQ' situés sur les rebroussements il faut que les maxima RR' soient aussi écartés que possible en fréquence.

La sensibilité est proportionnelle à L_1 , à la pente du tube limiteur, au couplage $L_1 L_2$ et au produit des Q des circuits accordés. Toutefois, le couplage K ne doit pas dépasser 2, sous peine de distorsions. Les valeurs habituelles sont $C_1 = 20$ pF, $C_2 = C_3 = 50$ à 100 pF, $C_4 = C_5 = 100$ à 200 pF. $R_4 = R_5 = 100k\Omega$, L d'arrêt = 0,1 mH.

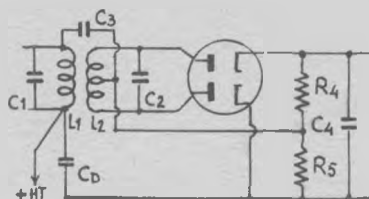


Fig. 281. — Discriminateur F-S. simplifié.

On utilise beaucoup les variantes du discriminateur, dont la fig. 281 donne un exemple. Il n'y a plus de self d'arrêt et les condensateurs C_4 et C_5 sont remplacés par un seul, qui court-circuite les vestiges de la fréquence du signal. Quant à la composante continue détectée, elle retourne par la prise médiane de L_2 .

179. — Le détecteur de rapport ou différentiel.

Ce détecteur est un proche parent du Foster-Seeley, il équipe la plupart des récepteurs FM modernes, car il a une excellente sensibilité et surtout il n'a pas besoin d'être précédé par un encombrant limiteur.

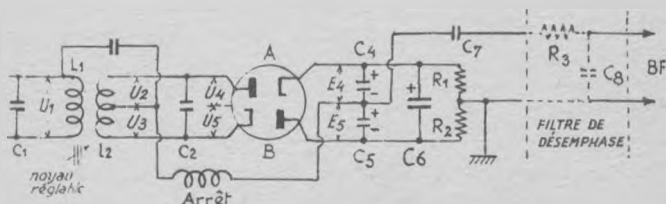


Fig. 282. — Détecteur de rapport, ou détecteur différentiel.

On voit sur la fig. 282 qu'il ressemble au discriminateur de la fig. 278, sauf sur deux points : 1° les deux éléments diodes sont connectés tête-bêche et travaillent en série ; 2° une forte capacité C_6 , d'au moins 4 microfarads, shunte les résistances de charge $R_1 + R_2$.

Nous y retrouverons les tensions $U_1 U_2 U_3 U_4 U_5$ avec les mêmes relations de phase si bien que les schémas vectoriels de la fig. 279 restent entièrement valables. Le courant redressé par la diode A charge C_4 , celui redressé par la diode B charge C_5 , les deux tensions continues E_4 et E_5 sont en série,

puisque les diodes sont tête-bêche. Leur somme $E_4 + E_5$ est constante pour une amplitude donnée du signal, mais leur rapport E_4/E_5 varie avec la modulation de fréquence, puisqu'elles sont proportionnelles à U_4 et U_5 . Remarquez que ce rapport ne change pas si l'amplitude du signal varie, puisque E_4 et E_5 varient toutes deux proportionnellement à cette amplitude.

Selon l'excursion de fréquence du signal, E_4 grandit tandis que E_5 diminue ou *vice versa*, comme le font U_4 et U_5 . Par conséquent, la tension du point de jonction de C_4 et C_5 n'est pas constante, ses variations sont proportionnelles aux excursions de fréquence du signal, c'est la tension BF désirée qu'il suffit de conduire à la grille suivante.

Mais supposons qu'un parasite augmente l'amplitude du signal. U_4 et U_5 grandissent de même que E_4 et E_5 et la tension BF en fait autant. Donc, la BF se trouve parasitée par les perturbations modulées en amplitude, ce qu'il faut éviter. Il suffit pour cela de stabiliser la tension totale redressée $E_4 + E_5$, par exemple à l'aide d'une batterie. Mais il est plus avantageux de shunter $C_4 + C_5$ à l'aide d'une capacité C_n de plusieurs microfarads, laquelle se charge à la tension moyenne $E_4 + E_5$ et constitue une sorte de volant ou de réservoir qui s'oppose aux brusques variations de cette tension moyenne.

En effet, si une tension parasite instantanée apparaît, les tensions appliquées aux diodes augmentent brusquement et un courant traverse C_n qui le court-circuite. La tension de C_n n'en est pratiquement pas affectée, étant donné sa forte capacité (10 microfarads ou davantage). Mais aux yeux des diodes, C_n se comporte comme une résistance de charge très faible en série avec elles, si bien que le secondaire se trouve brusquement amorti, de même que le primaire qui lui est couplé. La constante de temps $(R_4 + R_1) C_6$ est réglée assez longue, entre 1/4 et 1/2 seconde, de sorte que seules les lentes variations du signal peuvent influencer la tension détectée.

Ce dispositif simple réduit très efficacement les parasites de toute sorte et remplace avantageusement un limiteur.

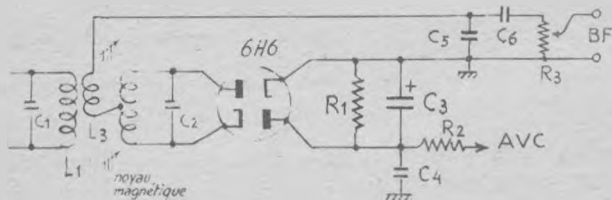


Fig. 283. — Variante du détecteur de rapport.

La fig. 283 montre une variante simplifiée, non symétrique, du détecteur de rapport. Le transformateur a une bobine tertiaire L_3 fortement couplée avec L_1 , elle prélève la tension U_1 et dispense du condensateur de blocage et de la

bobine d'arrêt, permettant une meilleure impédance dynamique de L_1 . Le secondaire est faiblement couplé avec le primaire. La capacité C_1 offre une grande réactance à la BF et une faible à la MF; en ajustant sa valeur, on obtient la déséphase sans autre filtre.

En suivant le chemin du signal dans L_3 , chaque demi-secondaire et chaque diode et retour par les R, C et la masse, on peut voir que le fonctionnement est semblable à celui du montage précédent. La réjection de la modulation d'amplitude est assurée par le condensateur C_3 . Comme l'une des cathodes est à la masse, une tension négative apparaît sur l'autre plaque diode, elle est proportionnelle aux lentes variations du signal et peut être utilisée comme source d'anti-fading (CAV).

Voici quelques valeurs courantes pour ce circuit :

$R_1 = 50 \text{ K}$, $R_2 = 1 \text{ M}$, $R_3 = 0,5 \text{ M}$, $C_1 = C^2 = 22 \text{ pF}$, $C_2 = 10 \text{ uF}$, $C_3 = 0,01$, $C_4 = 0,12$, $C_5 = 0,1$. Primaire : 25 spires jointives. Secondaire : 2×11 spires jointives (enroulement bifilaire). Tertiaire : 5 spires bobinées sur le primaire.

180. — Le détecteur multiplicatif.

Il consiste à faire apparaître, sur la plaque d'un tube mélangeur, une tension proportionnelle à l'écart de fréquence du signal. On utilise le principe de la multiplication électronique de deux fréquences dans un tube multigrille (§ 126).

Ayez, comme disent les livres de cuisine, deux circuits couplés et accordés symétriquement de part et d'autre de la fréquence moyenne (10,7 MHz). Injectez dans l'un le signal non modulé; il est induit dans l'autre avec un déphasage de 90° . Les circuits étant identiques, vous trouvez à leurs bornes deux tensions semblables, mais déphasées de 90° .

Mais le signal est modulé en fréquence. Pour un écart de fréquence donné, il se rapproche de l'accord d'un circuit et s'éloigne de l'accord de l'autre circuit; la tension s'élève sur le premier et s'abaisse sur le second et, en même temps, il se produit un déphasage, en avance dans le circuit où le signal se rapproche de l'accord, en retard dans celui où il s'en éloigne (voir § 4, fig. 53). Si $\omega = 2 \pi f$ est la pulsation instantanée du signal; ces deux tensions sont donc :

$$U_1 = A \sin (\omega t + \varphi) \text{ et } U_2 = B \cos (\omega t - \varphi)$$

puisque le déphasage d'induction de 90° change le sinus en cosinus.

Appliquons ces deux tensions aux deux grilles d'un tube mélangeur, nous recueillons sur la plaque une tension qui représente leur produit (§ 126). Cela donne ici :

$$\begin{aligned} U_1 \times U_2 &= \frac{AB}{2} \left\{ \sin (\omega t + \varphi + \omega t - \varphi) + \sin (\omega t + \varphi - \omega t + \varphi) \right\} \\ &= \frac{AB}{2} \sin 2 \omega t + \frac{AB}{2} \sin 2 \varphi \end{aligned}$$

On voit que ce produit est la somme d'une tension oscillante (car elle contient la pulsation ω) et d'une tension non oscillante qui est proportionnelle à $\sin 2\varphi$ et qui varie, par conséquent, avec l'écart de fréquence du signal. Autrement dit, la tension-plaque est modulée en BF qui représente la modulation; le tube a détecté le signal. Toutefois, la détection introduit des distorsions quand le déphasage atteint 10° , car elle est d'allure sinusoïdale. On la linéarise pratiquement en amortissant les circuits.

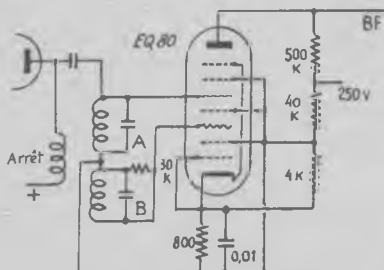


Fig. 284. — Détecteur multiplicatif à tube nonode EQ 80.

Pour rendre le montage auto-limiteur, on a créé un tube spécial à 9 électrodes dont 7 grilles, l'ennode ou nonode EQ 80. Les deux premières grilles à partir de la cathode reçoivent une faible tension positive; elles bloquent le tube quand le signal dépasse une valeur fixée par le réglage des tensions. La fig. 284 donne le schéma d'un tel détecteur avec le tube EQ 80. Remarquez la résistance amortisseuse de 30 K sur le circuit B. Mais le réglage exact est délicat, et le montage demande un signal relativement puissant pour bien fonctionner.

181. — Autres détecteurs FM.

Nous citerons encore, sans nous y attarder, quelques détecteurs peu utilisés, du moins en France:

a) *Le discriminateur désaccordé* (fig. 285).

Le signal est induit dans deux circuits accordés sur deux fréquences symétriques de part et d'autre de la MF nominale,

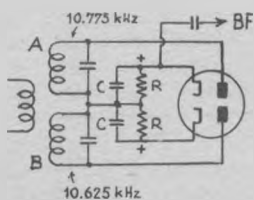


Fig. 285. — Discriminateur à désaccord symétrique.

soit 10,775 et 10,625 MHz. Les variations de fréquence du signal font naître des tensions inégales dans ces deux circuits; elles sont détectées par deux diodes opposées en série. Il est facile de voir que, selon le sens de la déviation de fréquence, chaque cathode devient alternativement positive et négative par rapport au point de jonction des deux résistances de charge R.

Ce détecteur doit être précédé d'un limiteur.

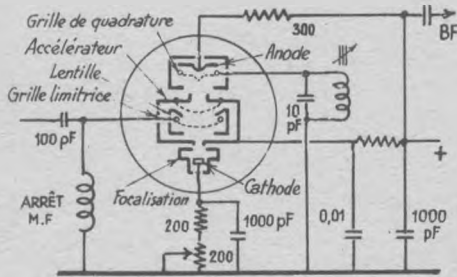


Fig. 286. — Détecteur multiplicatif à déphasage par couplage électronique.

b) *Le tube multiplicatif 6 BN 6* (fig. 286).

Ce tube à faisceaux électroniques dirigés, représenté en coupe transversale sur la figure, travaille sur le même principe que le détecteur multiplicatif du paragraphe précédent. Le signal MF est appliqué à deux grilles, mais l'une d'elles le reçoit en quadrature (déphasé de 90°). La relation de phase voulue est obtenue dans le tube par couplage électronique entre les deux grilles. La limitation est automatique; elle est assurée par étranglement du faisceau électronique astreint à traverser une fente, après laquelle il s'épanouit, puis est reconcentré par une lentille électronique.

c) *L'oscillateur à glissement.*

Il utilise le phénomène de *glissement de fréquence* (§§ 103 et 126) qu'on cherche à éviter dans les convertisseurs de fréquence. Un oscillateur oscille sur la fréquence MF non modulée (10,7 MHz). On lui injecte le signal modulé, par un montage analogue à celui d'un convertisseur de fréquence à lampe mélangeuse. La fréquence de l'oscillateur glisse pour se synchroniser avec celle variable du signal, et son courant anodique varie de même, faisant apparaître la tension BF le long d'une impédance de charge.

La limitation est obtenue sans limiteur, en polarisant la grille d'entrée pour abaisser la saturation à la valeur voulue. Le signal produit alors des ondes tronquées de courant anodique, comme le ferait un limiteur séparé.

182. — Le syntoniseur (Commande Automatique de Fréquence).

Pour bien fonctionner, un récepteur doit être réglé exactement sur la fréquence du signal. Mais la négligence ou l'inexpérience de l'opérateur, le désalignement des circuits de conversion et les variations de température se traduisent par un dérèglement, qu'il est intéressant de compenser automatiquement. C'est le rôle du syntoniseur ou CAF.

Ce dispositif « remet le poste à l'heure » quand il n'est pas exactement accordé sur l'émetteur désiré, en agissant sur l'accord de son oscillateur local qu'il modifie dans le sens voulu. La déviation avait entraîné une dérive de la moyenne fréquence nominale, d'où faiblesse, manque de sélectivité et distorsion: c'est justement cette dérive qui est utilisée pour corriger l'accord de l'oscillateur local, jusqu'à ce qu'elle ait disparu.

Le principe du syntoniseur est le suivant: la dérive de la moyenne fréquence est transformée en une tension continue proportionnelle par un discriminateur comme ceux que nous venons d'étudier — cette tension agit à son tour sur un *tube de réactance* monté en parallèle sur le circuit oscillant de conversion et qui se comporte comme une inductance variable, qui augmente ou diminue dans le sens indiqué par la tension de commande pour rattraper l'écart de l'oscillateur.

La fig. 287 montre les parties qui nous intéressent d'un récepteur. On n'a conservé du convertisseur que le circuit-grille de l'oscillateur local réduit à ses parties essentielles. De même, l'amplificateur MF et éventuellement le limiteur sont figurés par un cadre pointillé. Jusqu'ici, c'est tout aussi bien un récepteur AM que FM. Ensuite vient un discriminateur (ici, on reconnaît le Foster-Seeley).

Examinons d'abord ce qui se passe si le signal est modulé en fréquence. Lorsque la moyenne fréquence varie symétriquement de part et d'autre de sa valeur nominale sous l'effet de la modulation, le poste est bien accordé et il apparaît, entre le point A et la masse, une tension BF qui reproduit la modulation. Mais si le récepteur est mal réglé sur l'émission, la moyenne fréquence n'est plus centrée sur sa valeur nominale de 10,7 MHz, les alternances positives de la BF n'ont plus la même amplitude que les négatives: autrement dit, la BF s'accompagne d'une tension continue, positive ou négative suivant le sens de la déviation due au désaccord et proportionnelle à celui-ci. Pour avoir la tension continue qui commandera le tube de réactance chargé de corriger l'accord de l'oscillateur, il n'y a donc qu'à prélever au point A une partie du produit de la détection, et à la débarrasser de sa composante alternative BF en la faisant passer dans le filtre figuré dans le cadre pointillé de droite.

S'il s'agit d'un récepteur à modulation d'amplitude, c'est encore le discriminateur qui démodule le signal à moyenne fréquence, mais cette fois la tension BF apparaît entre la masse et le point B, accompagnée de la composante continue produite par la détection d'amplitude (§ 75). La première est envoyée à l'ampli BF, la seconde fournit la tension

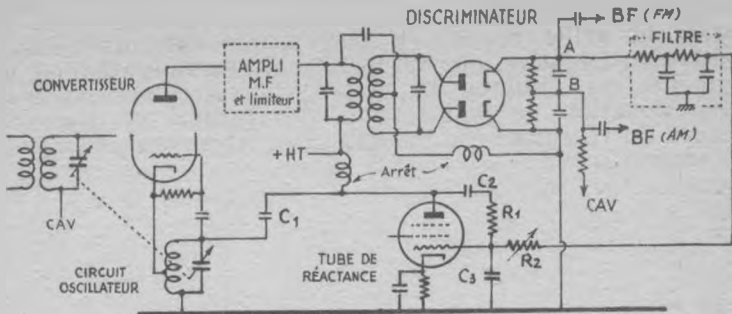


Fig. 287. — Commande Automatique de Fréquence (C.A.F.) ou syntoniseur à correction quadratique.

d'antifading (CAV). Tant que la moyenne fréquence conserve sagement sa valeur nominale, il n'apparaît aucune tension entre le point A et la masse, puisqu'il n'y a aucune variation de fréquence à détecter. Mais si le récepteur n'est pas rigoureusement réglé sur l'émission ou si la MF dévie pour une cause quelconque, le discriminateur fait apparaître en A une tension positive ou négative par rapport à la masse et proportionnelle à cette déviation. Comme il n'y a pas ici de modulation de fréquence, mais une simple déviation, il n'y a pas de tension BF présente au point A, et le filtre du cadre pointillé peut être supprimé.

Voyons maintenant comment fonctionne la lampe de réactance. C'est une pentode HF genre 6J7, 6AU6, etc., dont on n'a pas représenté l'alimentation d'écran pour la clarté du dessin. Son espace cathode-anode est en parallèle avec l'inductance du circuit accordé de l'oscillateur, mais comme la résistance interne du tube est très élevée, il charge peu le circuit oscillant et ne l'amortit guère.

Sa grille reçoit la tension oscillante élaborée par l'oscillateur, via C_1 - C_2 - R_1 , avec retour par C_3 et la masse. Les trois condensateurs ont une capacité telle que leur réactance est négligeable à la fréquence de l'oscillateur, tandis que R_1 a une résistance élevée (1 mégohm) : par conséquent, la chaîne est pratiquement résistive à la fréquence considérée et n'amortit guère l'oscillateur. Du reste, C_1 et C_2 ne servent qu'à barrer la route à la haute tension, tout en laissant passer librement les oscillations HF.

Le courant oscillant doit traverser C_3 , ce qui le déphase d'un quart de période *en avance* sur la tension oscillante présente à ses bornes : celle-ci se trouve donc *en retard* sur le courant de l'oscillateur qui lui a donné naissance, et comme elle se trouve dans le circuit de grille, elle engendre un courant-plaque oscillant en phase avec elle, déphasé d'un quart de période *en retard* sur le courant de l'oscillateur. Par conséquent, *le tube se comporte, aux yeux du circuit oscillateur, comme une inductance en parallèle sur lui*. Chose remarquable, ce courant oscillant du tube de réactance n'interfère nullement avec celui de l'oscillateur local, car

ils sont en quadrature et, par conséquent, « dévattés » l'un par rapport à l'autre.

Mais la grille reçoit, en outre, une tension continue, positive ou négative, que lui envoie le discriminateur et qui augmente ou diminue la polarisation normale du tube. Cette variation de polarisation, qui traduit la dérive de l'accord du récepteur, ne modifie ni la fréquence ni la phase du courant-plaque, mais elle augmente ou diminue son intensité. Une tension continue de commande plus positive amplifie les oscillations du courant-plaque, et le tube équivaut à une inductance plus élevée. Plus négative, elle réduirait l'amplitude des oscillations du courant-plaque, et l'inductance correctrice serait moins grande. Ainsi, tout se passe comme si un opérateur invisible modifiait instantanément l'inductance du circuit d'oscillateur pour produire une moyenne fréquence rigoureusement stable.

La pente du tube, sa résistance de polarisation et les valeurs des condensateurs dépendent du type de récepteur (AM ou FM) et des caractéristiques de sa partie MF, car la pente doit être d'autant plus élevée que la tension de correction du discriminateur est plus faible. C_3 doit présenter une réactance ($X = 1/2 \pi f C$) suffisante pour produire une tension-grille capable de faire osciller le courant-plaque. Des valeurs courantes en modulation d'amplitude sont: $C_1 = C_2 = 1000 \text{ pF}$, $C_3 = 400 \text{ pF}$.

Cette correction est dite « quadratique » pour une raison évidente. Il y a des variantes: par exemple, en remplaçant C_3 par une inductance, les déphasages seraient inversés, et le tube de réactance se comporterait comme une capacité variable aux bornes du circuit oscillateur.

Malgré ses attraits, la commande automatique de fréquence est assez peu utilisée, car son réglage est assez critique, et surtout il est lui-même sujet à une curieuse dérive: si vous accordez le récepteur à côté d'une émission faible que vous désirez et s'il se trouve à peine plus loin sur le cadran, un émetteur puissant, le syntoniseur appliquera bien le règlement comme un bon gendarme, mais il obligera l'accord à s'aligner sur l'autorité de l'émetteur puissant, même si son écart de fréquence est un peu plus grand que celui du plus faible. Vous ne pouvez tout de même pas demander à un syntoniseur d'interpréter intelligemment les lois et de prendre le parti de la veuve et de l'orphelin...

C'est pourquoi les constructeurs préfèrent souvent éviter les causes de dérive par une construction soignée, particulièrement celle de l'oscillateur, et faciliter un réglage correct de la part de l'opérateur à l'aide d'indicateurs appropriés.



INDEX

A (classe)	177	Biplaque	263
AB —	193	Blindage	62 292
B —	195	Bobines	54
C —	197	— à air	58
Accrochage	141	— mobile	188
Agitation thermique	137	— à basse fréquence	55
Alignement	255	— à haute fréquence	56
Alimentation	257	— de filtrage	55
Alternance	262	— à noyau	60
Amortissement	69, 159 189	— toroidales	60
Amplificateur (tube)	97	Boltzman (constante)	137
— accordé	128	Bruits	135
— cathodique	200		
— large bande	127	Cadres antiparasites	296
— liaison directe	127	Capacité d'entrée	121
— à résistance	120	— de sortie	121
— à tranfo	124	— des tubes	100
— classe A	177	— parasites	142
— — AB	193	— répartie	58
— — B	195	Caractéristique dynamique	176
— — C	197	Cathode	86 88
Amplification directe	237	— virtuelle	106
— (facteur)	92	Cathodique (charge)	199
— MF	252	Cathodyne	192
— de puissance	176	Cavités résonnantes	215
— de tension	112 59	Champ électrique 14, 16, 62,	
Amplitude	17	66, 278	282
— limiteur	36	— magnétique 14, 16, 62,	
— modulation	25	66, 278	278
Antifading	167	— oscillants	14
— retardé	171	Changement de fréquence	237
— amplifié	172	Charge cathodique	199
Antiparasites	295	— (droite de)	116
Anode	86	— optimum	181
Antenne	15 276	— spatiale	86
— apériodique	289	Chauffage	257
— demi-onde	280	Circuits couplés	80
— quart d'onde	286	— équivalents	122
— résonnante	289	— résonnant parallèle	74
— verticale	233	— série	70
— réceptrice	292	Classe A	177
— secteur	295	— AB	193
— longue harmonique	316	— B	195
— en V	317	— C	197
— trombone	317	Coefficient d'amplification	92
— colinéaires	320	— de couplage	130
— à échelons	320	Commande unique	254
— H	320	Commutatrice	259
		Compensateur (tronçon)	310
Barrière de potentiel	155	Condensateurs	46
Bases de réception	40	— électrolytiques	50
— (Filtre)	79 131	— fixes	49
Bande de fréquences 27, 131	254	— pertes	48
Battements	239 250	— variables	51
Bel	202	Constante Boltzman	137
Bigrille	243	— diélectrique	47
		— de temps	81

Contact (potentiel)	156	Dobleur de tension	264
Contre-électromotrice ..	67	Droite de charge.. 116, 163	183
Contrepoids	286	Dynamique (Caract.)..	176 173
Contre-réaction... 146, 189	192	Dynatron	103 106
Conversion	237	Echelle sonore	185
— additive	241	Ecran	101 103
— multiplicative	242	Effet dynatron	103
Cosinus	11	— Miller	99
Couplage critique	81	— Schottky	139
— capacitif	132	Efficacité détection	157 169
— à transfo	124	Electromagnétique (onde)..	17
— parasite	141	Emetteur	28 29
— antennes	312	Emission secondaire	103
— cathodique	106	Entretien (osc.)	207
— écran	103	Equipotentielle (surface)...	91
— grille	195	Equivalent (générateur) 118	122
Courbes caractéristiques. 96	161	Exposant	10
— dynamique	178	Facteurs d'amplification... 92	
— réponse	231	— Q	57
— résonance 72, 75	80	— de surtension 57	211
— transmission	80	Fading	24 167
Coaxiale (ligne)	213	Faraday (Cage)	62
Courbure	134, 158	Feedback	140
Cristaux	153	Feeders	297
— piézo-élect. 211	235	Fer-hydrogène	274
Cross-modulation	136	Fil divisé	56
Curie	211	Filtrage HT	265
Décibels	202	Filtre passe-bande	79 131
Découplage	143	— capacitif	268
Décrément logarithmique 31	70	— inductif	266
Décroissance organisée	30	— R-C	271
Déphasage	192	Fils de Lecher	306
Déphaseurs	192	Fluctuations	137
Descente d'antenne	292	Fondamentaux	185
Détecteurs	152	Force contre-électromotrice	67 102
Détection	150	Fréquence	125
— conversion	240	— de coupure	83 157
— courbure plaque	159	— modulation	33
— diode	90	— moyenne	239
— grille	160	— ondes	17 18
— linéaire	158	— de résonance	68
— quadratique	158	— sonores	186
— symétrique	165	— intermédiaire	239
Déphasage	73, 135	— image	250
Dérivées	10, 67	— ronflante	267
Déctrice à réaction... 141	165	Gain	202, 112 159
Diagramme polaire	232	Galène	153 165
Diélectriques	47	Générateur équivalent.. 118	122
Diffraction ondes	20	Germanium	153
Diode	86	Glissement de fréquence 207	242
— courbes	162	Harmonique 133, 169, 179	183 191
Dipôle	15	Hauteur effective	289 290
Directeurs	319	Haut-parleur	187
Directivité	232	Haute tension	259
Distorsion	133	Heptode	245
— fréquence	135	Hertz	17
— harmonique	133		
— phase	135		
— transitaires	135		
— carrée	184		
— cubique	184		
— totale	186		

Impédance	42	206	Onde électromagnétique	16	17
— acoustique		234	— diffraction		20
— de charge		118	— polarisation		19
— d'entrée		308	— porteuse		25
— de résonance		74	— propagation		22
— de mesure		76	— réflexion		20
— de sortie		231	— stationnaire, 282, 301		311
— de rayonnement		284	Oscillateur		104
— caractéristique		299	— Autodyne		151
Impulsions modulation		38	— Colpitts		208
Indicateur d'accord		173	— Eco		209
Induction mutuelle	80	130	— Hartley		208
Interférence	239	252	— G-P accordées		209
Ions		85	— à grille bloquée		225
Ionisation	84, 222	274	— à quartz		211
Ionosphère		23	— à lignes		213
Isolateur résonnant		247	— à cavités		214
			— klystron		219
Kénotron		260	— magnétron		219
Klystron		217	— à néon		221
			— à thyatron		222
			— à relaxation		221
Lampe-phare		216	Oscillation		204
Large bande		254	Oscillations électriques		65
Lecher (fils)		306	— forcées		65
Ligne	214	297	— harmoniques		287
— en court-circuit		302	— mécaniques		64
— ouverte		303	— de relaxation		221
— résonnante	158	304	— sinusoidales		204
Limiteur	33	36			
Linéaire		158			
			Padding		255
Magnétron		219	Parallèle (Résonance)		74
Marconi		287	— (alimentation)		126
Mathématiques		8	Parafoudre	290	291
Mesure des ondes stationnaires		311	Paraphase		192
Microphone		231	Parasites	30	291
— à bobine mobile		235	— atmosphériques		31
— à charbon		233	— industriels	32	291
— à condensateur		238	Pente	194	115
— à cristal		205	— conversion	179	234
— à ruban		234	— variable		108
Miller (effet)	99	170	Pentode		105
Modulation	151, 152, 226	239	— sans souffle		108
— d'amplitude		25	Pertes condensateurs		48
— de fréquence	322	33	Phanotron		261
— d'impulsions		38	Phase modulation		38
— de phase		37	Piézo-électrique		211
— de vitesse		217	Plasma		223
Doherty		230	Point de fonctionnement		117
grille		229	Polaire (Diagramme)		232
plaque		227	Polyphasé (redressement)		265
Monoplaque		262	Pont (redresseur)		263
Multivibrateur		224	Polarisation 114, 177, 193, 195, 197, 207, 258		272
			— des ondes	19	288
Néon		274	Porteuse		15
Neutralisation		229	Potentiel		155
Neutrodyne		101	— d'ionisation		84
Nœud	282, 287	304	— de contact		108
Noyau magnétique HF		61	Potentiomètre		46
			Prise de terre		290
Octode		248	Propagation		22
Œil magique		173			
Ondes amorties		30			

Puissance	10	202	Sélénium	261
— dissipée		180	Semi-conducteurs	155
— modulée	180	186	Sensibilité	231
Push-pull		190	Série (Résonance)	70
Q		57	Sifflements	250
Quadratique (détection) ...	158		Sinus	11
Quartz		211	Souffle	137
			Spatiale (charge)	86
Racine	10		Spectre de fréquences	35
Rayonnante (Energie)	14		Stabilistor	275
Rayonnement 242, 279	283		Stationnaire (onde)....	282
Réactance (variations). 303	305		Superhétérodyne	238
Réaction	139		Suppresseur	105
— négative	146		Surcouplage	254
Réception (bases)	40		Surtension	57
Réciprocité	289		Survolteur-dévolteur	275
Redresseur	260	261	Symboles	12
Redressement	90	260		
— en pont		263	Tangente	11
— polyphasé		265	Taylor	179
Réfraction des ondes	20		Tension détectée	156
Réflecteur	20, 319	320	— inverse crête....	159
Réflexion	20, 285	301	— haute	259
Régulateur	167		— ronflante	287
— de tension	274		Temps (constante)	81
Rendement	180		Terre	285
Réponse (courbes)	231		Tétrode	101
Résistance	42		— à faisceaux	107
— ballast	258		Thomson	68
— de charge	156		Thorium	89
— d'entrée	157		Thyratron	222
— en HF	57	94	Tous courants	258
— interne	87	94	Transformateur	54
— négative	104		— quart d'onde	309
— rayonnement	284		Transconductance	94
Résisteur	43		Transit (temps)	216
— aggloméré	44		Transmission (courbe) ..	80
— bobiné	43		Transmodulation	135
— à couche	45		Trimmer	255
— métallisé	45		Triode	90
Résonance	64	211	Triode-hexode	248
— mécanique	64	188	Tronçon compensateur ..	310
— parallèle		74	Tubes électroniques	84
— série		70	— à écran	101
Resnatron	217		— multiples	110
Retard (antifading)	171		— à pente variable	108
Ronflement	257		— anatomie	110
			Tungstène	89
Saturation	87		Valve	90, 260
Schottky	139		Vapeur de mercure	261
Sélectivité des circuits....	77		Ventre	282
			Vibreur	272

MODULATION DE FREQUENCE

Amplificateur MF	331	Emphase	337
Antenne	324	Etage HF d'entrée	325
Antifading	348	Filtre de déséphase	338
Bande passante... 323, 332,	333	— de bande	326, 332
Bruit de fond ... 326, 328,	329	Fils de Lecher	327
Cascade	334	Fréquences latérales	323
C.A.F. 329, 347		— (Bande de).. 323, 332,	333
Changeurs de fréquence ..	329	Gain	332
Coefficient de mérite (Tu- bes)	329	Hartley	328, 331
Colpitts	329, 330	Indice de modulation	323
Contrôle automatique de Fréquence	347	Limiteur de parasites, 325,	335
Convertisseur	327	Masquage du signal	337
Conversion multiplicative ..	327	Modulation d'amplitude. 25,	341
— additive	327	— de fréquence	33, 321
Démodulation	325, 338	— de phase	87, 332
Dérive	328	Niveau de bruit	291, 328
Déséphase	338	Oscillateurs FM	329, 331
Détecteur d'amplitude	338	— à glissement	346
— de rapport	342	Parasites 31, 291, 336,	337
— différentiel	342	Pentode sous-alimentée ...	336
— multiplicatif	344	Préaccentuation	337
Discriminateur	325	Réactance (tube de)	347
— Foster-Seeley	339	Sensibilité	342
— désaccordé	345	Souffle de conversion	328
— Différentiel	342	Syntoniseur	329, 347
— à glissement osc.	346	Tropadyne	331
		Vecteurs	340

MÉMENTO CRESPIN I

PRÉCIS D'ÉLECTRICITÉ

Nombreux sont ceux qui ont étudié la radio avec des connaissances fragmentaires et souvent erronées d'électricité, ce qui leur interdit l'exacte compréhension des techniques électroniques.

Voici un clair résumé d'électricité suivant les théories modernes, avec juste assez de calcul à la portée de tous pour préciser les questions traitées. Vous lirez et relirez comme un roman ce livre sans prétention qui constitue la base indispensable de toute étude sérieuse de l'électronique.

SOMMAIRE

Pour comprendre les formules.

La matière. — Atomes et molécules. Noyaux, électrons, ions. Conducteurs et isolants.

L'électricité au repos. — Charge et distribution superficielle. Effluve et étincelle. Ecran électrique. Potentiel et champ. Condensateur. Forces électrostatiques. L'électron-volt.

Le courant électrique. — Sens, intensité, résistance. Lois d'Ohm et de Joule. Travail, équivalences énergétiques. Circuits complexes. Electrolyse, galvanoplastie, piles et accus.

Le champ magnétique. — Aimants et champ magnétique. Intensité de champ, induction magnétique, perméabilité. Electro-aimant. Flux. Hystérésis. Les nouveaux aimants. Action des aimants et des courants. Le moteur électro-magnétique.

Le courant alternatif. — L'oscillation sinusoïdale. Tensions et courants déphasés, efficaces, moyens. Les harmoniques.

L'induction électro-magnétique. — Tension induite. Travail d'induction. Production des courants induits. Courants de Foucault. Self-induction. Induction mutuelle. Mariage d'impédances. Transformateurs.

L'impédance. — Inductance. Capacitance. Résistance et réactances combinées. Diagrammes polaires.

Les petits moteurs. — Moteurs Universel, série compensé, d'induction à cages, à bagues, monophasés. Démarrage par self, par capacité. Moteur induction-répulsion. Moteurs à pôles fendus. Moteurs synchrones, à disques, à hystérésis. Moteurs jouets.

Les pannes des moteurs. — Moteurs continus. Moteurs asynchrones. Essai d'un induit défectueux. Diagnostic.

Calcul des selfs et transfos à fer. — Détermination et calcul. Transformateurs et inductances saturables. Montage des petits transfos.

Constantes des circuits. — Fréquences, pulsations, longueur d'onde des circuits oscillants. Calculs tout faits.

Un volume 21 x 13,5, 208 pages, 140 figures. 260 gr. **660 francs.**

MÉMENTO CRESPIN 3

PRÉCIS DE RADIO-DÉPANNAGE

Cet ouvrage est un concentré de ce qu'il faut connaître pour dépanner intelligemment vite et bien.

Pas de laïus sur les outils et les instruments de mesure, mais la bonne manière de s'en servir, avec des tableaux synoptiques illustrés et des méthodes sûres,

SOMMAIRE

Méthodes de dépannage. L'équipement.

Le dépannage rationnel. — Interrogatoire. Examen externe. Examen interne. Essai des tubes et de l'alimentation. Diagnostic sommaire d'un poste muet.

Mesures et analyses. — Mesures statiques. Analyse dynamique. Substitution. Méthode de pistage (signal-tracing). Méthode du volt-ohmètre électronique. Tensions de contrôle CAF et CAV.

Réparation. — Contrôle de fonctionnement. Alignement des circuits. Essais finaux.

Faiblesse - Bruits - Distorsion. — Insensibilité. Faiblesse. Instabilité, sifflements. Ronflement. Les distorsions. Filtrage par résistance-capacité. Bruits et silences. intermittences.

Diagnostic systématique. — Tableaux conduisant pas à pas à la cause de panne.

Avec l'oscilloscope. — Balayages. Ronflement. Distorsion en B.F. Alignement des filtres de bande. Les disques de fréquence. Oscillations parasites.

Parasites et déparasitage. — Parasites industriels et remèdes. Protection du récepteur. Parasites atmosphériques. Parasites d'allumage et de lignes à haute tension.

Code des résistances et condensateurs. — Limites de travail Valeurs habituelles. Calculateur pour bobinages à simple couche. Abaque des transformateurs,

Un vol 21x13,5, 160 pages, 136 figs et planches, 230 gr. 540 francs.

MÉMENTO CRESPIN 4

TOUT AVEC RIEN Précis de Bricolage

Ecrit par un bricoleur chevronné, pour réaliser, avec un outillage sommaire, des travaux délicats en sciences appliquées (radio, photo, chimie pratique, etc.). Rien de commun avec les livres de bricolage populaires.

SOMMAIRE

Le « gros » outillage. — Transformations d'une perceuse portative. Construction d'un outil à flexible et de ses fraises, d'un poste de soudure à l'arc, d'un chalumeau à gaz sans soufflerie, etc.

Outils improvisés. — Outils de coupe... en fer. Abrasifs sur mesures. Tarauds et filières minute. Presse, rainureur, matrices et poinçons, outil à pyrograver, etc.

Trempe et affûtage des outils. — Principes. Pratique. Exemples.

Radio-Chaudronnage. — Construction d'une plieuse simple. Pliage de la tôle d'alü. Découpage et fenêtres. Emboutissage léger et profond. Martelage artistique. Cintrages. Repoussage. Gravure artistique et gravure profonde, etc.

Châssis et coffrets en bois. — Assemblage divers. Assemblages invisibles. Joints. Coulisses. Parement du contreplaqué, etc.

Finition du bois. — Patines. Teintures. Veinage. Remplissage. Vernissage. Marquetterie. Incrustations.

Rénovation des ébénisteries de T.S.F. — Ecorchures. Taches. Pièces. Cloques. Vernissage au tampon et ersatz.

Le moulage d'amateur. — Cire perdue. Moules 2 pièces, 3 pièces, à noyaux. Alliages de coulée. Défauts des pièces. Moules en gélatine. Patine et maquillage du plâtre, etc.

Avec du verre. — Coupes et travail à froid. Soufflage du verre. Gravure. Argenture. Collage. Fabrication d'appareils.

Protection et patinage des métaux. — Protection cathodique. Bronzage. Bleuissement et jaspage. Phosphatation. Colorations. Métallisation chimique (mercure, argent, laiton, or, etc.). Anodisation de l'alü. Zinguage de l'alü, etc.

Electrodéposition des métaux. — Décapage. Construction d'un redresseur-chargeur. Cuivrage, nickelage, argenture, etc. Galvanoplastie. Métallisation d'un insecte, etc.

Soudure à l'arc en 1 leçon. — Arc à 2 charbons, à électrode enrobée.

Matières plastiques. — Principaux plastiques modernes. Propriétés. Identification. Travail. Sculpture.

Propriétés des métaux (Tableaux). Recettes utiles.

Les secrets de Polichinelle. — Composition de produits commerciaux appréciés.

Un vol 21,5x14, 264 pages, 188 photos, figs et planches. 360 gr. 720 francs.

L'ÉLECTRONIQUE AU TRAVAIL

L'électronique est la science des miracles. Elle envahit l'industrie et la vie pratique, elle est l'âme des machines et des mécanismes extraordinaires dont le flot ne cesse de monter.

Bien peu de techniciens et même d'ingénieurs sont suffisamment préparés pour l'accueillir, car la plupart des ouvrages qui lui ont été consacrés sont, ou trop élémentaires, ou d'un niveau mathématique trop élevé.

Celui-ci est tout différent. Partant des notions de base, l'auteur conduit le lecteur jusqu'aux techniques les plus évoluées sans jamais le lasser. Il est écrit en un style simple avec très peu de « maths » à la portée de tous ou soigneusement expliquées.

SOMMAIRE

Comprimé d'électro-radio (Rappel). Electrons et ions. Conducteurs et diélectriques. E, I, R, W. Courants alternatifs. Harmoniques. Induction. Déphasage, réactance. Impédance. Résonance. Constante de temps. Tubes à vide. Paramètres, fonctions, amplification, charge et courbes. Tubes multiples.

Tubes spéciaux à vide. — Séries spéciales. Emission. Multiplicateurs d'électrons. Cellules photo-électriques. Electromètres. Tubes pour hyperfréquences. Résonateurs creux. Tubes à rayons cathodiques. Rayons X.

Tubes à gaz et vapeurs. — Ionisation. Excitation. Caractères des tubes à gaz. Phanotrons et circuits. Thyratrons. Cathode froide. Pieuvres. Ignitrons. Stabilisateurs de tension. Tubes éclairs et stroboscopes, etc.

Semi-conducteurs. — Cristaux. Niveaux d'énergie. Semi-conducteurs N et P. Barrière de potentiel. Redresseurs secs. Montages redresseurs. Cellules photo-voltaïques. Thermistances et varistances. Diodes à cristal. Diodes à jonction. Applications.

Transistors ou transistrons. — La transistance, théorie et paramètres. Transistors à pointes et à jonctions. Transistors tétrodes. Branchements et applications.

Selfs et transfos. — Selfs en continu et en alternatif. Combinaisons L, C, R et redresseur. Selfs saturables. Amplificateur magnétique. Calcul d'une self de filtrage. Transformateurs et pertes. Calcul. Transfo à shunt magnétique. Transfo d'intensité. Transfo à impulsions. Transfo triphasé. Transfo stabilisateur.

Redressement et ondulation. — Redresseurs mono et polyphasés. Redresseurs à forte intensité. Filtres. Ronflement résiduel. Choix des éléments. Multiplicateurs de tension. Haute tension par oscillateur H.F. Multiplicateurs de fréquence. Doublage de fréquence-secteur. Onduleurs à excitation séparée, pilotés, autonomes. Mutateurs de fréquence.

Commande des thyratrons et ignitrons. — Commande en courant continu. Commande en alternatif. Commandes verticales mixtes. Commandes par déphasage. Amorçage par impulsions. Impulsions retardées. Circuits impulseurs. Commande par dents de scie. Déphaseurs à courants polyphasés.

Commande des moteurs, variateurs de vitesse. — Couple, vitesse, puissance. Moteurs polyphasés et monophasés. Moteurs à collecteur. L'électronique et les moteurs alternatifs. Anatomie et caractéristiques du moteur continu. Variateur de vitesse pour moteur shunt. Stabilisation de la vitesse. Compensation de RI d'induit. Dynamo tachymétrique. Oscillations. Limitation d'intensité. Puissance constante. Freinage et récupération. Inversion de marche. Amplis à liaison directe. Variateurs commerciaux. Groupe Ward-Léonard. L'Amplidyne.

Relais et automatisme. — Les relais téléphoniques. Relais à haute sensibilité. Relais polarisés. Interrupteurs à mercure. Temporisation. Circuits électroniques pour relais. Relais photo et phono-électriques. Détecteur d'approche.

Servomécanismes et asservissement. — Systèmes asservis. Fidélité d'un servo. Stabilité d'un servo. Stabilisation directe. Anticipation et compensation. Déphasages et oscillations entretenues. Courbes de Nyquist. Analogies mécaniques, électriques. Stabilisation par réseaux filtrants. Capteurs. Applications.

Un vol 21,5×14, 352 pages, 316 figures et planches. 460 gr. 1.500 frs.

MÉMENTO TUNGSRAM N° 5

par Roger CRESPIN

C'est le dernier d'une collection célèbre (170.000 exemplaires vendus dans le monde entier) et probablement le plus intéressant, car il rassemble plusieurs études de grande envergure dont chacune vaut un traité : Initiation à la télévision, en 60 pages qui en valent 200. Quatre méthodes générales de dépannage radio, où le dépanneur chevronné glane encore quelque chose. Radio-Meccano, vaste chapitre original où on vous livre la « boîte à schémas » tout calculés que vous assemblez à votre guise ; et bien d'autres choses. Le tout en un style clair et amusant, avec le minimum de « maths ». Il est indispensable à tous ceux qui s'occupent de radio ; il vaut plusieurs fois son prix, vous en conviendrez du reste en l'ouvrant.

SOMMAIRE

Les bases de la télévision (Réception). — Analyse du signal. Tube cathodique, brillance, concentration, déviation, tache ionique. Circuits récepteurs. L'antenne et la ligne. Entrée, ampli HF, changeur de fréquence, séparation son-vision, ampli MF, filtres. Détection, ampli vidéo. Restitution de la teinte moyenne, séparation des tons. Oscillateurs de relaxation. Alimentation. Projection.

L'art du dépannage. — Quatre méthodes. Mesure systématique des tensions, résistances, gains et distorsions. Signalisation cathodique. Aligement. Interprétation des symptômes. L'échange-standard, méthode de substitution. (190 pages abondamment illustrées). Cette partie ne fait nullement double emploi avec le Mémento Crespin n° 3 (Précis de Radio-Dépannage).

Radio-Meccano. — Circuits élémentaires interchangeableables et les règles d'assemblage. Amplis, filtres, couplages, antifadings, antiparasites, atténuateurs, cadres, convertisseurs, correcteurs, diviseurs grave-aigu, doubleurs, mélangeurs, multivibrateurs, orgue électronique, oscillateurs, relaxateurs, push-pulls, sources de haute tension, super-réaction, etc. 100 pages de schémas calculés, commentés, conditions d'emploi, anomalies de fonctionnement, etc.).

Relais et automatisme. — Construction de relais. Contacteurs, clignoteurs, gardiens, montages amusants.

Pour le laboratoire. — Construction d'appareils utiles, d'un fer à souder à chauffage rapide (panne-cathode).

Vers la fidélité. — Insuffisance des postes. Améliorations. Défauts des H.P. et remèdes. Baffles reflex, labyrinthe, spéciaux.

Soudures et brasures. — Théorie et pratique de la soudure appliquée à la radio. Conseils. Formules. Soudures difficiles. Tours de main. Brasures fortes et à l'argent.

Réparation d'un galvanomètre par les moyens du bord.

Lumière et fluorescence. — Photométrie. Constantes des lampes. Projets d'éclairage. Eclairage fluorescent. Dépannage.

Réglage des amplis à résistance-capacité. — Tableaux et mode d'emploi.

Tableaux des caractéristiques et culots des tubes récepteurs courants.

Un vol. 21×13,5, 420 p., 337 fig., photos et planche dépliable. Poids : 420 gr.

Prix : 790 francs.

NOTA. — Les Mémentos TUNGSRAM, n° 1, 2, 3 et 4 sont épuisés.

EDITIONS CRESPIN
Pavillons-sous-Bois (Seine)

N° d'Editeur : 119

Dépôt légal : 4^e trimestre 1957.
Joseph Floch Maître-Imprimeur
à Mayenne. 30 Octobre 1957



