W. SOROKINE

Self en henrys	Fréquences en périodes-seconde										
	25	50	100	150	200	250	300	400	[illegible]	[illegible]	5.000	10.000
1	157	314	628	942	1.256	1.570	[illegible]	[illegible]	[illegible]	6.280	31.400	62.800
2	314	628	1.256	1.884	2.512	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	12.560	62.800	125.600
3	471	942	1.884	2.826	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	15.080	[illegible]	94.200	188.400
4	628	1.256	2.512	3.768	[illegible]	[illegible]	[illegible]	10.048	[illegible]	[illegible]	125.600	251.200
5	785	1.570	3.140	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	12.560	[illegible]	[illegible]	[illegible]	314.000
6	942	1.884	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	11.300	[illegible]	[illegible]	[illegible]	188.400	377.000
7	1.100	2.200	[illegible]	[illegible]	[illegible]	11.000	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	220.000	440.000
8	1.256	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	12.560	[illegible]	[illegible]	[illegible]	50.250	251.000	502.500
9	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	11.300	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	56.000	280.000	560.000
10	[illegible]	[illegible]	[illegible]	9.420	12.560	[illegible]	[illegible]	[illegible]	50.250	62.800	314.000	628.000
11	[illegible]	[illegible]	6.920	10.360	13.840	[illegible]	[illegible]	27.680	55.360	69.200	396.000	692.000
12	[illegible]	3.770	7.540	11.300	15.080	[illegible]	22.600	30.160	60.320	75.400	377.000	754.000
13	[illegible]	4.080	8.160	12.240	[illegible]	[illegible]	24.480	32.640	65.280	81.600	408.000	816.000
14	2.200	4.400	8.800	[illegible]	[illegible]	22.000	26.400	35.200	70.400	88.000	440.000	880.000
15	2.355	4.710	9.420	[illegible]	[illegible]	23.550	28.260	37.680	75.400	94.200	471.000	942.000
16	2.512	5.024	10.050	[illegible]	20.100	25.120	30.160	40.200	80.400	100.500	502.500	1.005.000
17	2.670	5.340	10.680	16.000	21.360	26.700	32.000	42.700	85.400	106.800	534.000	1.068.000
18	2.820	5.650	11.300	16.950	22.600	28.260	33.900	45.200	90.400	113.000	565.000	1.130.000
19	2.980	5.970	11.900	17.900	23.860	29.800	35.800	47.700	95.400	119.000	595.000	1.190.000
20	3.140	6.280	12.560	18.840	25.120	31.400	37.680	50.200	100.500	125.000	628.000	1.250.000

FORMULAIRE DE LA RADIO

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO — PARIS

458

W. SOROKINE

FORMULAIRE DE LA RADIO

RAPPEL DES NOTIONS ESSENTIELLES — FORMULES PRATIQUES

NOMBREUX EXEMPLES PRATIQUES DE CALCUL ET D'APPLICATION

TABLEAUX NUMÉRIQUES

★

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 9, Rue Jacob — PARIS (VI^e)

Du même auteur :

BASES DU DEPANNAGE (Tome I). — Consacré à l'alimentation et à l'amplification B.F., cet ouvrage contient tout ce qu'un dépanneur doit savoir.

AIDE-MEMOIRE DU DEPANNEUR. — Résistances, Condensateurs, Inductances et Transformateurs, avec 25 tableaux numériques.

LE DEPANNAGE DES POSTES DE MARQUE. — Pannes courantes des principaux récepteurs du marché.

BLOCS D'ACCORD (Fascicules I, II et III). — Schémas d'utilisation, commutation, connexion, alignement et particularités des principaux blocs industriels.

500 PANNES. — Cas tirés de la pratique courante. Le diagnostic et les remèdes à apporter.

RADIORECEPTEURS A PILES ET A ALIMENTATION MIXTE. — Systèmes d'alimentation. Etude des différents étages d'un récepteur. *Polarisation. Antifading. Détectrices à réaction. Cadres et bobinages. Quelques schémas-types.*

ALIGNEMENT DES RECEPTEURS RADIO. — Circuit oscillant. Bobinages. Commande unique. Anomalies. Pratique de l'Alignement.

PRÉFACE

Tout radiotechnicien se trouve obligé, un jour ou l'autre, de résoudre un problème pratique devant lequel l'intuition et l'expérience échouent. Il lui faut donc calculer, ce qui n'est jamais amusant, surtout lorsqu'on doit transposer sur le plan du problème posé le théorie des cours de radioélectricité.

En effet, un calculateur occasionnel se heurte toujours, dans ce cas, à un certain nombre de difficultés que le manque d'habitude lui fait souvent paraître insurmontables. D'une part, il s'embrouille fréquemment dans les unités à employer, et d'autre part, il complique inutilement ses calculs en conservant certains facteurs pratiquement négligeables, dont toute théorie qui se respecte tient compte.

En un mot, il tend à attacher une importance exagérée aux chiffres et devient esclave de son calcul au lieu de le dominer, en oubliant qu'en radioélectricité un résultat avec trois chiffres significatifs est toujours largement suffisant et qu'un calcul élémentaire ne peut servir que pour dégrossir un problème et indiquer l'ordre de grandeur. Le reste est une affaire de mise au point pratique autour de ce chiffre.

Le petit volume que nous vous présentons s'intitule : « Formulaire » parce qu'il contient des formules, mais en réalité il est beaucoup plus que cela.

Tout d'abord, toutes les formules sont accompagnées d'explications, réduites au strict nécessaire, mais suffisantes pour comprendre la portée pratique de la relation correspondante. Ensuite, toute formule comporte l'indication des unités à employer, ces dernières étant toujours choisies de façon à « desencombrer » les calculs. Enfin, tout paragraphe est suivi d'un ou de plusieurs exemples pratiques d'application, se rapportant toujours à des cas courants, et comportant le développement de tous les calculs à effectuer.

Ce « Formulaire » est donc, en même temps, un recueil de problèmes qui, au nombre de 107, constituent une illustration pratique incomparable dans tous les domaines où un radiotechnicien peut avoir besoin d'un calcul.

Quant aux tableaux numériques divers qui terminent ce volume, leur but est exactement contraire : éviter des calculs en mettant à votre disposition des chiffres calculés d'avance, pour un certain nombre de grandeurs courantes.

W. S.

Imprimerie de Montmartre - Logier et Cie, Paris. Nº Editeur 199 - Nº Imprimeur 9 Dépôt légal 1er trimestre 1956

COURANT CONTINU

La résistance dans les circuits à courant continu

La résistance des conducteurs

Une résistance est caractérisée par sa valeur, mesurée en ohms, et par la valeur de la puissance, mesurée en watts, que cette résistance peut dissiper sans échauffement excessif.

La valeur de la résistance dépend de la matière utilisée pour sa fabrication et se trouve déterminée par la formule

$$R = \frac{\rho \cdot l}{q} \text{ ohm}$$

dans laquelle R représente la résistance en **ohms** ; **l**, la longueur du conducteur considéré en **mètres** ; **q**, la section de ce conducteur en **millimètres carrés** ; ρ, la résistivité du métal ou de l'alliage employé en **ohms-millimètre carré par mètre.**

Le tableau ci-contre donne la valeur de ρ pour quelques métaux et alliages courants.

Exemple. — Déterminer la valeur d'une résistance bobinée avec 30 m de fil en nickelchrome, de 0,15 mm de diamètre (**d**).

La section de ce fil sera

$$q = \frac{\pi d^2}{4} = 0{,}78 \times 0{,}0225 = 0{,}0175$$

Donc

$$R = \frac{1{,}05 \times 30}{0{,}0175} = \frac{31{,}5}{0{,}0175} = 1\,800 \text{ ohms.}$$

Résistances en série

La **résistance totale** R du circuit de la figure 1 **est égale à**

$$R = R_1 + R_2 + \dots + R_n.$$

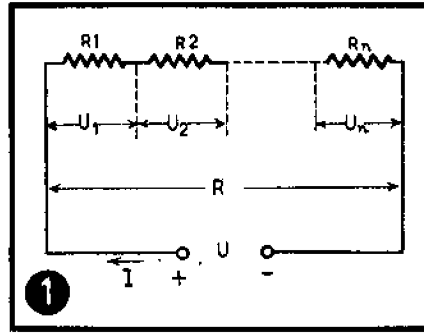
Le **courant** circulant dans le circuit est, d'après la loi d'Ohm :

$$I = \frac{U}{R},$$

où R est exprimé en **ohms** ; U (tension appliquée au circuit), **en volts** ; I, **en ampères.**

Résistivité de quelques conducteurs d'usage courant.

Conducteur en	ρ
Argent	0,0161
Cuivre électrolytique	0,0168
Aluminium	0,0278
Molybdène	0,0476
Volfram	0,0612
Fer	0,0918
Manganin	0,41
Nickeline	0,42
Constantan	0,47
Nickelchrome	1,05



La **chute de tension** aux bornes de chaque résistance est :

$$U_1 = I\,R_1\,;$$
$$U_2 = I\,R_2\,;$$
$$\dots\dots\dots\dots$$
$$U_n = I\,R_n\,;$$

avec

$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = U.$$

La **puissance** (en watts) absorbée par la totalité du circuit est :

$$P = I^2 R = \frac{U^2}{R} = I\,U.$$

La puissance absorbée par chaque résistance sera

$$P_1 = I^2 R_1 = \frac{U_1^2}{R_1} = I\,U_1\,;$$

$$P_2 = I^2 R_2 = \frac{U_2^2}{R_2} = I\,U_2\,;$$

. . . .

$$P_n = I^2 R_n = \frac{U_n^2}{R_n} = I\,U_n\,;$$

avec

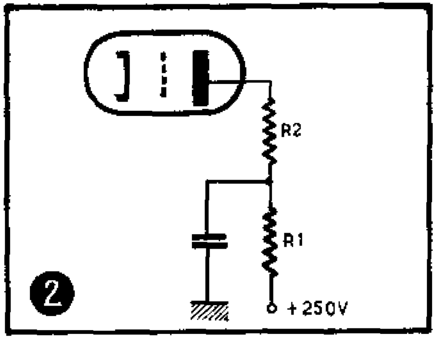
$$P_1 + P_2 + \ldots\ldots + P_n = P.$$

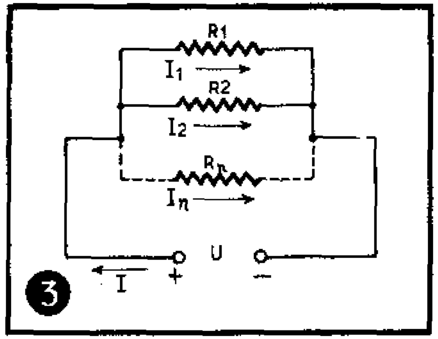
Exemple. — La résistance de charge R_2 (fig. 2) est de 100 000 ohms et la résistance de découplage R_1 de 50 000 ohms. Le courant anodique est de 1,2 mA. Trouver :

a. — La chute de tension totale le long des résistances R_1 et R_2.

b. — *La tension réelle* appliquée à l'anode de la lampe, étant donné que la haute tension disponible est de 250 volts.

c. — *La puissance absorbée* dans chaque résistance, autrement dit le « wattage » de R_1 et de R_2.





La chute de tension totale sera

$$U_1 + U_2 = (100\,000 + 50\,000) \times 0{,}0012 = 180 \text{ volts.}$$

La tension réelle appliquée à l'anode sera, par conséquent

$$250 - 180 = 70 \text{ volts.}$$

La puissance absorbée par R_1 est

$$P_1 = (0{,}0012)^2 \times 50\,000 = 0{,}072 \text{ watt.}$$

La puissance absorbée par R_2 est

$$P_2 = (0{,}0012)^2 \times 100\,000 = 0{,}144 \text{ watt}$$

Dans les deux cas, des résistances du type 0,25 watt conviendront parfaitement.

On peut, tout aussi bien, pour le calcul de la puissance absorbée dans chaque résistance, utiliser la relation soit de la forme $P = U^2/R$, soit de la forme $P = I\,U$.

Résistances en parallèle

La **résistance totale R** *du circuit de* [la fi]gure 3 est égale à

$$R = \frac{1}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2} + \ldots\ldots + \dfrac{1}{R_n}}$$

relation qui s'écrit encore :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \ldots\ldots \frac{1}{R_n}$$

Le **courant total** I dans le circuit est

$$I = I_1 + I_2 + \ldots\ldots + I_n.$$

où

$$I_1 = \frac{U}{R_1}\,;$$

$$I_2 = \frac{U}{R_2}\,;$$

. . . .

$$I_n = \frac{U}{R_n}\,.$$

La **chute de tension** aux bornes de [chaque] résistance est égale à la tension appli[quée au] circuit, c'est-à-dire

$$U_1 = U_2 = \ldots\ldots = U_n = U.$$

La **puissance absorbée par le circ**[uit] (en watts)

$$P = I^2 R = \frac{U^2}{R} = I\,U.$$

La **puissance absorbée par chaque** [résis]tance sera :

$$P_2 = I_2^2 R_2 = \frac{U^2}{R_1} = I_1\,U\,;$$

$$P_1 = I_1^2 R_1 = \frac{U^2}{R_2} = I_2\,U\,;$$

. . . .

$$P_n = I_n^2 \times R_n = \frac{U^2}{R_n} = I_n\,U\,;$$

avec

$$P_1 + P_2 + ... + P_n = P.$$

On rencontre très souvent dans la pratique le cas de deux résistances branchées en parallèle. La formule donnée plus haut devient alors

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Si nous avons plusieurs résistances de même valeur R_1 branchées en parallèle, la résistance totale R devient, si **n** est le nombre de résistances

$$R = \frac{R_1}{n}$$

Exemple. — On a besoin de ramener à 6000 ohms la valeur d'une résistance de 15 000 ohms. Déterminer la valeur de la résistance à mettre en parallèle.

Soit **x** la valeur de la résistance à mettre en parallèle. Nous avons donc

$$6000 = \frac{15\,000\,x}{15\,000 + x}$$

ce qui donne, après transformations classiques et simplifications

$$x = \frac{90\,000}{9} = 10\,000 \text{ ohms.}$$

Nota. — Le calcul des résistances en parallèle est particulièrement commode avec une règle à calcul comportant une échelle des inverses (par exemple, la règle classique « Rietz »), ou à l'aide des tables numériques comportant la valeur des inverses des nombres de *1 à 1000 ou de 1 à 10 000.*

Branchement mixte des résistances

Le principe général consiste à appliquer les lois de combinaison en série ou en parallèle aux différentes branches d'un circuit complexe donné, et de combiner ensuite, en série ou en parallèle, ces différentes branches.

Ainsi, dans le cas particulier de la figure 4, comportant deux branches parallèles constituées, chacune, par deux résistances en série, nous avons, comme valeur de résistance totale

$$R = \frac{(R_1 + R_2)\ (R_3 + R_4)}{(R_1 + R_2) + (R_3 + R_4)}$$

Nous avons également, pour le même circuit

$$U_1 + U_2 = U_3 + U_4 = U\ ;$$

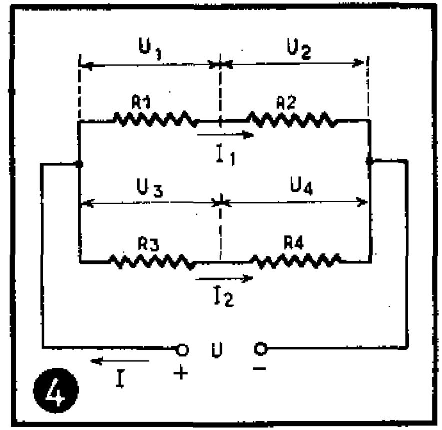
$$I = I_1 + I_2 = \frac{U}{R}\ ;$$

$$I_1 = \frac{U}{R_1 + R_2} \quad \text{et} \quad I_2 = \frac{U}{R_3 + R_4}\ ;$$

$$P = I^2 R = \frac{U^2}{R} = I\,U = P_1 + P_2 + P_3 + P_4\ ;$$

$$P_1 = I_1^2 R_1 \quad \text{et} \quad P_2 = I_1^2 R_2\ ;$$

$$P_3 = I_2^2 R_3 \quad \text{et} \quad P_4 = I_2^2 R_4.$$



La self-induction dans les circuits à courant continu

Toute variation du courant dans un circuit électrique met en évidence la self-induction de ce circuit qui :

a. — Tend à s'opposer à toute variation du courant dans le circuit ;

b. — Fait apparaître dans le circuit la force électromotrice de self-induction donnée par la formule

$$E = L\,\frac{I}{t}\ ,$$

où L est le coefficient de self-induction et I/t la vitesse de variation du courant dans le circuit.

Si cette variation du courant se fait avec la vitesse de 1 ampère en 1 seconde et qu'en même temps il apparaît, dans le circuit, une f.e.m. de 1 volt, le coefficient de self-induction L de ce circuit est de 1 henry (H).

Self-induction des conducteurs

Le coefficient de self-induction d'un long **conducteur simple,** parallèle au sol est :

$$L = 0{,}46 \log \frac{4\,h}{d} \text{ microhenrys par mètre}$$
(μ H/m).

Le coefficient de self-induction d'une **ligne à deux conducteurs parallèles** est

$$L = 0{,}92 \log \frac{2\,D}{d} \text{ microhenrys par mètre}$$
(μ H/m).

Dans les deux formules ci-dessus, **d** (le diamètre du conducteur), D (la distance entre les centres des deux conducteurs parallèles) et **h** (la hauteur du conducteur par rapport au sol) sont exprimés **en mètres** ou, d'une façon générale, **en unités identiques**.

Le coefficient de self-induction **d'une spire carrée** est

$$L = 0{,}0184\ a \left(\log \frac{2\,a}{d} - 0{,}33 \right) \ \mu H$$

où **a** est le côté du carré et **d** le diamètre du conducteur, les deux exprimés en **centimètres.**

Le coefficient de self-induction d'**un câble concentrique** (câble coaxial) est

$$L = 0{,}46 \log \frac{D}{d} \ \mu H/m,$$

où D est le diamètre intérieur du conducteur (enveloppe) extérieur et **d** le diamètre extérieur du conducteur intérieur, les deux étant exprimés **en centimètres** ou, en général, en unités du même ordre.

Exemple. — Déterminer le coefficient de self-induction d'un conducteur de 2 mm de diamètre et de 25 m de longueur placé à 15 m au-dessus du sol.

Nous avons **h** = 15 m et **d** = 0,002 m. Donc

$$L = 0{,}46 \log \frac{60}{0{,}002}.$$

Comme $\log \frac{60}{0{,}002} = \log 30\,000 = 4{,}477$, nous avons

$$L = 0{,}46 \times 4{,}477 = 2{,}05 \ \mu H/m.$$

Pour 25 m de longueur nous avons

$$L = 2{,}05 \times 25 = 51{,}5 \ \mu H.$$

Force électromotrice de self-induction et self-induction des bobines

La force électromotrice de self-induction d'une bobine de **n** spires est donnée par la formule

$$E = \frac{n\,\Phi}{t} \cdot 10^{-8} \text{ (en volts)},$$

où Φ est le flux magnétique en **maxwells** et **t** le temps en **secondes.**

Le flux magnétique Φ est défini par la formule

$$\Phi = B \cdot S$$

où B est l'induction magnétique en **gauss** et S la surface embrassée par le flux **en centimètres carrés.**

L'induction magnétique est déterminée par la relation

$$B = 1{,}256 \ \frac{\mu\, I\, n}{l},$$

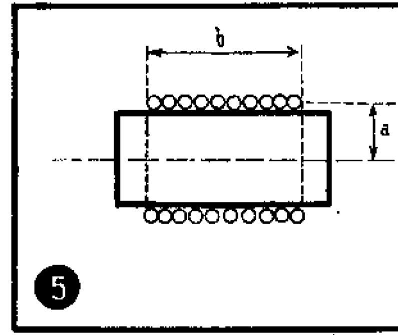
où μ est la perméabilité magnétique du noyau de la bobine ;

I est le courant traversant la bobine, en **ampères ;**

n est le nombre de spires de la bobine ;

l est la longueur moyenne de la **ligne** magnétique, en **centimètres.**

Le produit **I n** porte le nom **d'ampères-tours. Le coefficient de self-induction** de la bobine est donné par la formule



$$L = \frac{n\,\Phi}{I} \cdot 10^{-8} \text{ (en henrys).}$$

En remplaçant, dans cette formule, Φ p sa valeur tirée des relations précédentes, no avons

$$L = \frac{1{,}256 \cdot \mu \cdot n^2 \cdot S}{l} \ 10^{-8} \text{ (en H) (7}$$

où les différents facteurs ont la même signi cation que précédemment, S étant exprimée cm² et l en cm.

Pour une bobine **cylindrique à une couc** (fig. 5) dont la longueur **b est supérieure** rayon moyen **a,** la self-induction est donn par la formule

$$L = \frac{a^2\, n^2}{23\,a + 25\,b} \text{ (en } \mu H).$$

Si la longueur **b** est plus faible que rayon moyen **a**, nous avons

$$L = \frac{a^2\, n^2}{20\,a + 28\,b} \text{ (en } \mu H).$$

Pour une **bobine plate, à une seule couche** (« galette ») (fig. 6), nous avons.

$$L = \frac{a^2 n^2}{20\,a + 28\,c} \quad (\text{en } \mu\text{H}). \quad (9)$$

Pour une **bobine à plusieurs couches** (« nids d'abeilles » ou « en vrac ») (fig. 7), le coefficient de self-induction est donné par la formule

$$L = \frac{a^2 n^2}{19\,a + 28\,b + 31\,c} \quad (\text{en } \mu\text{H}). \quad (10)$$

Dans les quatre formules ci-dessus, **n** désigne le nombre de spires, tandis que les dimensions **a**, **b** et **c** sont exprimées en **centimètres**.

L'**énergie** qui doit être dépensée pour créer le champ magnétique et qui fait partie de ce champ, est donnée par la relation

$$W = \frac{L\,I^2}{2} \quad (\text{en watts/seconde}),$$

où L est exprimé en **henrys et** I en **ampères.**

Exemples. — Une bobine comporte 200 spires enroulées sur un tube en carton bakélisé de 4 cm de diamètre. La longueur de l'enroulement est de 10 cm. Quel est le coefficient de self-induction de cette bobine ?

Nous avons : **n** = 200 ; **a** = 2 ; **b** = 10. Donc

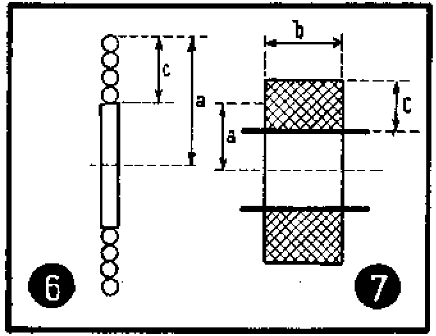
$$L = \frac{4 \times 40\,000}{46 + 250} = \frac{160\,000}{296} = 540 \ \mu\text{H}$$

On peut également utiliser la formule générale, en fonction de μ, S et **l**. On calcule alors d'abord la surface S

$$S = \frac{\pi\,d^2}{4} = \frac{3{,}14 \times 16}{4} = 12{,}56 \ \text{cm}^2$$

La bobine étant « à air », la perméabilité μ est égale à 1.

Pour une bobine sans noyau magnétique



fermé, la longueur moyenne de la ligne magnétique est égale à la longueur **b** de la bobine, soit, dans notre cas, 10 cm. Nous avons donc

$$L = \frac{1{,}256 \times 1 \times 40\,000 \times 12{,}56}{10 \times 100\,000\,000}$$

$$= \frac{1{,}256 \times 4 \times 12{,}56}{100\,000} = 0{,}00063 \ \text{henry}$$

$$= \mathbf{630} \ \mu\text{H}.$$

La différence des résultats obtenus par les deux procédés tient au fait que la deuxième formule ne tient pas compte du « facteur de forme » de la bobine et n'est réellement valable que pour des bobines où **b** est très grand par rapport à **a**.

Pour les bobinages courants, la formule tenant compte de l'importance relative de **a** et de **b** donne des résultats plus rapprochés de la réalité (dans notre cas 540 μH).

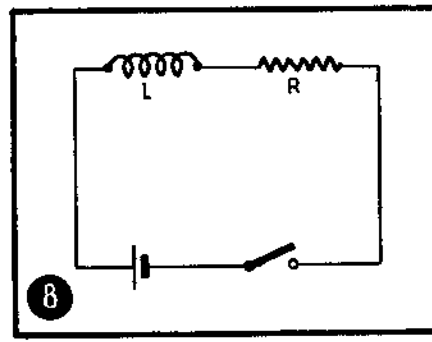
Constante de temps dans les circuits inductifs

L'accroissement et la diminution du courant dans le circuit de la figure 8 sont déterminés par la **constante de temps**

$$\tau = \frac{L}{R}, \qquad (11)$$

qui montre après combien de temps, après la fermeture du circuit, le courant atteint 63 % de sa valeur maximum finale I_{max}, ou encore, après combien de temps ce courant I_{max} diminue jusqu'à 37 % de sa valeur, dans la portion du circuit comprenant R et L, lorsqu'on court-circuite cette portion.

Le temps nécessaire au courant d'un tel circuit pour atteindre une certaine valeur, ou pour diminuer jusqu'à une certaine valeur, peut être calculé par la formule



$$t = k\,\tau = k\,\frac{L}{R}, \qquad (12)$$

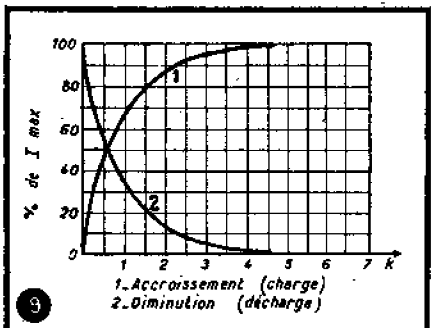
où **k** est donné par l'une des courbes de la figure 9, d'après le pourcentage que représente la valeur donnée par rapport à I_{max}.

Dans les relations ci-dessus t et τ **sont exprimés en secondes ; L en henrys ; R en ohms.**

Exemple. — Nous avons un circuit, comprenant une inductance de L = 0,5 henry, une résistance de 12 ohms, et une batterie de 6 volts, l'ensemble alimentant un relais.

1. — **Combien de temps après la fermeture du circuit s'enclenche le relais, si le courant nécessaire à son enclenchement constitue 63 % du courant maximum ?**

2. — **Combien de temps après la fermeture du circuit s'enclenche le relais, si le courant nécessaire est de 400 mA ?**



Pour la première question, nous avons directement

$$\tau = \frac{0,5}{12} = 0,0416 \text{ seconde.}$$

Pour la seconde question, il nous faut d'abord calculer la valeur I_{max} du courant

$$I_{max} = \frac{6}{12} = 0,5 \text{ ampère.}$$

Le courant nécessaire au fonctionnement du relais étant de 400 mA, soit 0,4 A, constitue 80 % du courant maximum, et la courbe 1 de la figure 9 nous donne **k** = 1,6 environ. Donc

$$t = k\,\frac{L}{R} = \frac{0,8}{12} = 0,066 \text{ seconde.}$$

Induction mutuelle

L'induction mutuelle de deux bobines est déterminée par la formule

$$M = k\,\sqrt{L_1 L_2}, \qquad (13)$$

où M, L_1 et L_2 sont exprimés en unités identiques, tandis que **k** définit le **coefficient de couplage.**

Le coefficient de couplage varie, suivant le cas, de 0 à 1 et on l'exprime, généralement, en pourcent.

Parfois, le coefficient de couplage est **désigné de la façon suivante**

Couplage très lâche. — $k < 1\,\%$, ce qui est, par exemple, le cas du couplage entre l'ondemètre et le circuit mesuré.

Couplage lâche. — $k < 5\,\%$, par exemple entre deux enroulements d'un transformateur M.F.

Couplage serré. — $k < 90\,\%$, par e[...] ple entre l'étage de sortie d'un émette[...] l'antenne de ce dernier.

Couplage très serré. — $k > 90\,\%$. [...] exemple entre deux bobines qui se tro[...] sur un même noyau magnétique (B.F.).

Exemple. — Les deux bobines d'un t[...] formateur M.F. sont, chacune, de 605[...] le coefficient de couplage étant de 1,[...] On demande de calculer l'induction mut[...]

Nous avons

$$M = 0,016\,\sqrt{(605)^2} = 0,016 \times 605 = 9,[...]$$

Branchement des inductances en [...] et en parallèle

Lorsque plusieurs inductances, L_1, L_2[...] etc sont connectées **en série, sans qu'il [...] un couplage quelconque entr'elles,** la se[...] duction totale L est

$$L = L_1 + L_2 + L_3 + \ldots$$

Lorsque plusieurs inductances, L_1, L_2[...] etc. sont connectées **en parallèle,** et tou[...] en absence de tout couplage entre bobine[...] self-induction totale L est

$$L = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \ldots}$$

Lorsqu'il **s'agit** de deux **inductances** [...] L_2 connectées en parallèle, la self-indu[...] résultante L est

$$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$$

Lorsque deux **inductances** L_1 et L_2 [...] connectées **en série et qu'il existe un coup[...]**

entre les deux bobines, la self-induction résultante est donnée par la formule

$$L = L_1 + L_2 \pm 2\,M, \qquad (17)$$

où le signe + correspond à la connexion des bobines suivant la figure 10 a, et le signe — à la connexion suivant la figure 10 b. Lorsque deux inductances L_1 et L_2 sont connectées **en parallèle et qu'il existe un couplage entre les deux bobines,** la self-induction résultante est donnée par la formule

$$L = \frac{L_1\,L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \pm 2\,M} \qquad (18)$$

où le signe + dans le dénominateur se rapporte au branchement de la figure 11 a, c'est-à-dire au cas où le sens du courant dans les spires des deux bobines est le même, tandis que le signe — se rapporte au branchement de la figure 11 b, où le sens du courant est opposé dans les deux bobines.

Dans le cas particulier, lorsque $L_1 = L_2 = A$, la formule ci-dessus peut être simplifiée et devient

$$L = \frac{A - M}{2}\,, \qquad (19)$$

lorsque le sens du courant est le même dans les deux bobines et

$$L = \frac{A + M}{2}\,, \qquad (20)$$

lorsque le sens du courant dans l'une est opposé à celui dans l'autre.

Exemple. — Nous avons deux bobines qui, connectées en série et mesurées, nous ont donné 500 µH. En inversant les connexions de l'une des bobines par rapport à l'autre, nous trouvons, en mesurant à nouveau, 100 µH. Calculer l'induction mutuelle des deux bobines.

La relation précédemment indiquée nous permet d'écrire les deux équations suivantes :

$$L_1 + L_2 = 500 - 2\,M$$

et

$$L_1 + L_2 = 100 + 2\,M,$$

ce qui nous donne

$$500 - 2\,M = 100 + 2\,M,$$

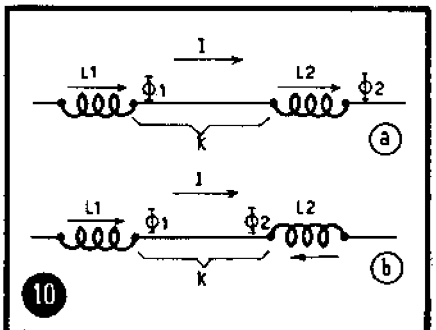
c'est-à-dire

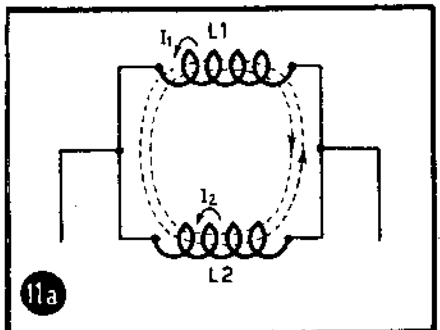
$$4\,M = 400 \text{ et } M = 100\ \mu H.$$

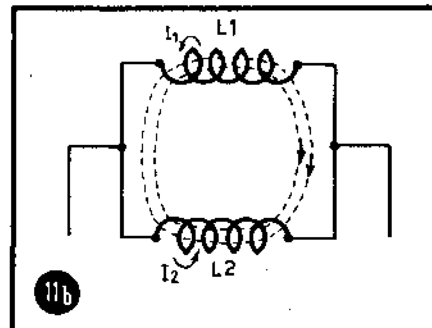
Nota. — L'exemple ci-dessus constitue la méthode classique de mesure de l'induction mutuelle.

Exemple. — Nous avons un transformateur de sortie push-pull, dont le primaire, constitué par deux sections identiques, possède une self-induction de 10 henrys par section. Le coefficient de couplage entre les deux sections est $k = 1$. Calculer la self-induction résultante dans les quatre cas suivants :

1. — Les deux sections sont connectées en série, et le sens du courant est le même dans les deux.







2. — Les deux sections sont connectées en série, mais le sens du courant est en opposition.

3. — Les deux sections sont connectées en parallèle, et le sens du courant est le même dans les deux.

4. — Les deux sections sont connectées en parallèle, mais le sens du courant est en opposition.

Dans le premier cas nous avons tout d'abord

$$M = \sqrt{100} = 10$$

ce qui nous donne

$$L = 10 + 10 + 20 = 40 \text{ henrys.}$$

Dans le deuxième cas, puisque nous devons prendre M avec le signe —,

$$L = 10 + 10 - 20 = 0$$

La self-induction résultante est donc, théoriquement, nulle. Pratiquement ce n'est jamais tout à fait vrai, car cela suppose l'identité absolue des deux bobines.

Dans le troisième cas, d'après la formule (19), nous avons

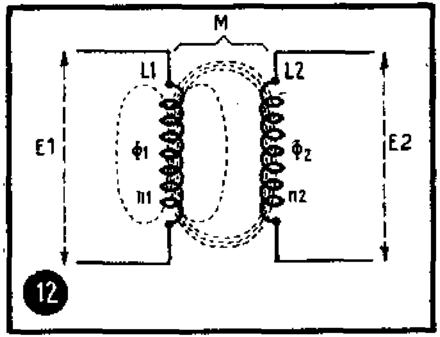
$$L = \frac{10 - 10}{2} = 0$$

Enfin, dans le quatrième cas, en appliquant la formule (20), nous avons

$$L = \frac{10 + 10}{2} = 10 \text{ henrys.}$$

Transformateurs

La force électromotrice induite dans la bobine secondaire, L_2 (fig. 12), lorsque le courant dans la bobine primaire L_1 varie, est donnée par la formule



$$E_2 = \frac{n_2 k \Phi}{t} \cdot 10^{-8} \text{ (volts)}, \quad (21)$$

où n_2 est le nombre de spires de L_2 ;
Φ est le flux magnétique total dans le primaire, en **maxwells** ;
t est le temps pendant lequel le flux varie, en **secondes** ;
k est le coefficient de couplage entre les deux enroulements.

Exemple. — Deux bobines, respectivement de $n_1 = 50$ spires et $n_2 = 100$ spires, sont disposées de telle façon que 5 % seulement de lignes de force de la première coupent les spires de la seconde. Un courant de 5 mA dans la première bobine détermine un flux magnétique de 800 maxwells. Trouver la *force électromotrice induite* dans la deuxième bobine si le courant dans la première diminue de sa valeur maximum à zéro en 0,00005 seconde.

Nous appliquons directement la formule (21), en tenant compte de ce que $k\Phi = 800 \times 0{,}05 = 40$, *ce qui nous donne*

$$E_2 = \frac{100 \times 40 \times 10^{-8}}{5 \,.\, 10^{-5}} = \frac{4 \,.\, 10^{-5}}{5 \,.\, 10^{-5}} = 0{,}8 \text{ volt.}$$

La capacité dans les circuits à courant continu.

L'ensemble de deux conducteurs (armatures) séparés par un diélectrique s'appelle ***condensateur***. Si la *différence* de potentiel sur les armatures d'un condensateur est U, tandis que la charge sur l'une des armatures est **q**, la **capacité** du condensateur est donnée par l'expression

$$C = \frac{q}{U} \,. \qquad (22)$$

Si **q** est exprimé en **coulombs** (ampères-seconde) et U en **volts**, la capacité C s'exprime en **farads**.

L'**énergie** emmagasinée dans le champ électrique d'un condensateur est donnée par la formule

$$W = \frac{CU^2}{2} \,, \qquad (23)$$

où W est l'énergie en **watts-seconde** ;
C est la capacité en **farads** ;
U est la tension en **volts**.

Capacité d'un condensateur à lames planes et parallèles

Le cas le plus simple est celui d'un condensateur à deux plaques identiques et parallèles. Sa capacité est donnée par la formule

$$C = \frac{0{,}0885\ \varepsilon\ S}{d}, \qquad (24)$$

où C est la capacité en **picofarads** ;
- S est la surface d'une plaque en **cm²** ;
- **d** est la distance entre les deux plaques, où l'épaisseur du diélectrique, en **centimètres** ;
- ε est la constante diélectrique du matériau utilisé comme diélectrique.

La valeur de la constante diélectrique est donnée par le tableau ci-dessous, pour quelques isolants couramment employés.

Tableau donnant la valeur de ε pour quelques diélectriques

Diélectrique	ε
Air	1
Quartz	4,2
Porcelaine HF	6 à 6,5
Mica	5 à 7
Stéatite	5 à 6
Verre ordinaire	5,5 à 6,5
Céramique pour condens.	60 à 90
Celluloïd	5,5 à 8,5
Ebonite	2,5 à 4
Papier paraffiné	2,2

La capacité d'un condensateur comportant n plaques est donnée par la formule

$$C = \frac{0{,}0885\ \varepsilon\ S\ (n-1)}{d}, \qquad (25)$$

où tous les facteurs ont exactement la même signification que dans la formule (24) et où **n** est le nombre total de plaques.

Exemple. — Quelle est la capacité créée par une plaque de 2 cm² disposée à 2 mm du châssis métallique ? Nous avons

$$C = \frac{0{,}0885 \times 2}{0{,}2} = 0{,}88\ \text{pF}.$$

Que devient cette capacité si nous rapprochons la plaque à 0,4 mm seulement du châssis, en intercalant une feuille de mica ($\varepsilon = 6$) ?

$$C = \frac{0{,}04}{0{,}0885 \times 6 \times 2} = 26{,}5\ \text{pF}.$$

Branchement des condensateurs en série ou en parallèle

Lorsque plusieurs capacités, C_1, C_2, C_3, etc. sont connectées en série (fig. 13 a), la capacité résultante C est

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots} \qquad (26)$$

ou encore

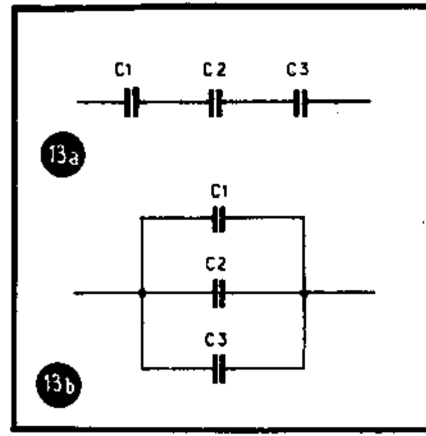
$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots \qquad (27)$$

On rapprochera ces formules de celles qui ont été données pour le branchement des résistances en parallèle. Le calcul se fait de la même façon.

Dans le cas où deux capacités seulement, C_1 et C_2, sont connectées en série, les formules ci-dessus se simplifient et nous avons

$$C = \frac{C_1\,C_2}{C_1 + C_2}. \qquad (28)$$

Lorsque plusieurs capacités, C_1, C_2, C_3, etc.



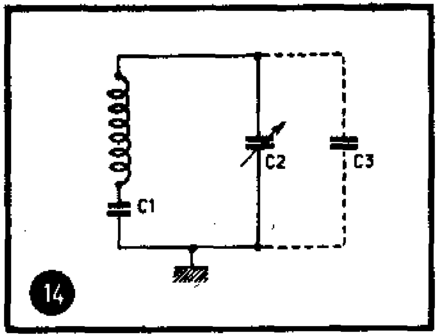
sont connectées en parallèle (fig. 13 b), la capacité résultante C est

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots \qquad (29)$$

On rapprochera cette formule de celle des résistances connectées en série.

Lorsqu'il s'agit d'un groupement mixte de capacités, le calcul se fait comme dans le cas des résistances : on cherche d'abord, séparément, la capacité résultante des branches série ou parallèle et on fait ensuite le groupement, en série ou en parallèle suivant le cas, des capacités résultantes.

Exemple. — Dans le circuit de l'oscillateur local d'un récepteur, le condensateur padding C_1 (fig. 14) est de 480 pF en P.O. et de 180



pF en G.O. La capacité maximum du condensateur variable C_2 est de 490 pF. Quelle sera la capacité du circuit pour chaque gamme et au maximum du CV, en admettant que la capacité parasite totale C_3 (en parallèle sur C_2) est de 50 pF ?

Le problème revient à calculer la capacité résultante d'un circuit tel que celui de la figure 15, en faisant successivement C_1 = 480 pF et C_1 = 180 pF. On calcule d'abord la capacité résultante de C_2 et C_3 en parallèle, *soit 490 + 50 = 540 pF.*

Ensuite on calcule la capacité qui résulte de la mise en série avec 540 pF de C_1 = 480 pF, soit

$$\text{Capacité résultante P.O.} = \frac{480 \times 540}{1020} =$$

254 *pF.*

Pour la gamme G.O. (C_1 = 180 pF) nous aurons

$$\text{Capacité résultante G.O.} = \frac{180 \times 540}{720} =$$

135 pF.

Constante de temps dans les circuits capacitifs

L'accroissement *et la diminution* de la tension sur les armatures du condensateur C, dans le circuit de la figure 16, sont déterminés par la **constante de temps**

$$\tau = C\,R \qquad (30)$$

qui montre après combien de temps, après la fermeture du circuit, la tension atteint 63 % de sa valeur maximum finale U_{max}, ou encore, après combien de temps cette tension U_{max} diminue jusqu'à 37 % de sa valeur, dans la portion du circuit comprenant R et C, lorsqu'on court-circuite cette portion.

Le temps nécessaire pour que la charge du condensateur C atteigne une certaine valeur, ou diminue jusqu'à *une certaine valeur, peut* être calculé par la formule

$$t = k\tau = \mathbf{k}\,RC, \qquad (31)$$

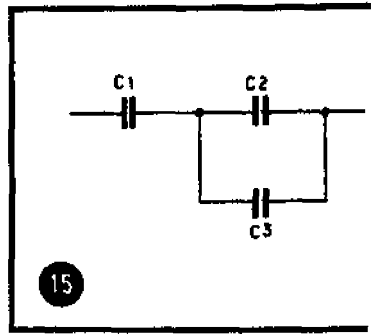
où la valeur du *coefficient* **k** *est donnée par* les courbes de la figure 9. Dans les relations ci-dessus t et τ sont exprimés en **secondes** ; C en **farad** ; R en **ohms**.

Exemple. — Un condensateur de 0,5 μF, en série avec une résistance de 2 MΩ, est connecté à une source de tension continue de 300 volts. Trouver :

a. — La constante de temps du circuit ;

b. — Le temps nécessaire pour que le condensateur se charge à 250 V ;

c. — Le temps nécessaire pour que le con-



densateur, pleinement chargé, se déch
50 volts.

La constante de temps de ce circuit e

$$\tau = 5 \,.\, 10^{-7} \,.\, 2 \,.\, 10^{6} = 1 \text{ second}$$

Les 250 volts *constituent* 250/300 =
de la tension maximum, ce qui corres
k = 1,8 environ. Donc, pour la charge,

$$t = 1{,}8 \,.\, 1 = 1{,}8 \text{ seconde.}$$

Pour la décharge, les 50 volts con
50/300 = 17 % environ de la tension
mum, ce qui correspond à **k** = 1,8 e
Donc.

$$t = 1{,}8 \,.\, 1 = 1{,}8 \text{ seconde.}$$

Capacité des conducteurs

La capacité *d'un conducteur paral*
sol est donnée par la formule

$$C = \frac{24{,}2}{\log \frac{4\,h}{d}} \text{ (en pF par mètre)}, \quad (32)$$

où **h** est la hauteur par rapport au sol et **d** est le diamètre du conducteur, ces deux grandeurs étant exprimées en unités du même ordre.

La capacité d'une ligne à deux conducteurs parallèles est donnée par la formule

$$C = \frac{12{,}1}{\log \frac{2\,D}{d}} \text{ (en pF par mètre)}, \quad (33)$$

où D est la distance entre les deux conducteurs et **d** le diamètre de chaque conducteur, ces deux grandeurs étant exprimées en unités du même ordre.

La capacité d'un câble coaxial est donnée par la formule

$$C = \frac{24{,}2\,\varepsilon}{\log \frac{R}{r}} \text{ (en pF par mètre)}, \quad (34)$$

où R est le rayon intérieur de l'enveloppe extérieure et **r** le rayon extérieur du conducteur intérieur, ces deux grandeurs étant exprimées en unités du même ordre. La constante diélectrique de l'isolant remplissant le câble est désignée par ε.

Exemples. — Calculer la capacité d'un conducteur de 2 mm de diamètre et de 15 m de longueur, tendu à 4 m du sol.

Nous avons, en exprimant toutes les dimensions en mètres,

$$C = \frac{24{,}2}{\log \frac{16}{0{,}002}} = \frac{24{,}2}{\log 8\,000} = 6 \text{ pF/m}$$

soit $6 \times 15 = 90$ pF pour le conducteur tout entier.

Calculer la capacité d'une ligne constituée par deux conducteurs parallèles de 2 mm de diamètre et de 30 m de longueur, dont la distance est de 50 cm. Nous avons, en exprimant toutes les dimensions en mètres,

$$C = \frac{12{,}1}{\log \frac{1}{0{,}002}} = 4{,}5 \text{ pF/m},$$

soit $4{,}5 \times 30 = 135$ pF pour l'ensemble de la ligne.

Calculer la capacité au mètre d'un câble coaxial dont l'enveloppe métallique a 4 mm de rayon intérieur et dont le conducteur intérieur a un rayon de 0,3 mm. L'isolant intérieur du câble est constitué par du polystirol ($\varepsilon = 2{,}5$).

Nous avons, en exprimant toutes les dimensions en millimètres

$$C = \frac{24{,}2 \cdot 2{,}5}{\log \frac{4}{0{,}3}} = \frac{60{,}5}{1{,}124} = 54 \text{ pF}.$$

Il est à remarquer que dans la formule (34) on peut remplacer le rapport des rayons par celui des diamètres correspondants.

Par ailleurs, dans toutes les formules ci-dessus l'expression « log » désigne le **logarithme décimal** du facteur correspondant, logarithme que l'on trouve dans toutes les tables et tous les formulaires, et que l'on obtient également sur certaines règles à calcul.

COURANT ALTERNATIF

Généralités

La **période T** et la **fréquence f** d'un courant alternatif sinusoïdal sont liées par la relation

$$T = \frac{1}{f} \text{ (en seconde)} \quad (35)$$

et

$$f = \frac{1}{T} \text{ (en hertz)} \quad (36)$$

La **pulsation** ω est donnée par la relation

$$\omega = \frac{2\,\pi}{T} = 2\,\pi\,f. \quad (37)$$

La **valeur instantanée** i d'un courant alternatif, ou u d'une tension alternative, est donnée par les relations suivantes

$$i = I_a \sin \omega t = I_a \sin 2\pi f t = I_a \sin \alpha \quad (38)$$

$$u = U_a \sin \omega t = U_a \sin 2\,\pi f t = U_a \sin \alpha$$

dans lesquelles

I_a est l'amplitude du courant ;

U_a est l'amplitude de la tension ;

t est le temps en seconde ;

$\alpha = \omega t = 2\pi f t$ est l'**angle de phase** ou, plus simplement, la **phase en radians**.

La **valeur efficace** d'un courant alternatif (I), ou d'une tension alternative (U), est donnée par les relations

$$I = \frac{I_a}{\sqrt{2}} = 0{,}707\ I_a\ ;$$

$$U = \frac{U_a}{\sqrt{2}} = 0{,}707\ U_a. \qquad (39)$$

La **valeur moyenne** I_0 d'un courant alternatif pour une demi-période (une alternance) est

$$I_0 = \frac{2}{\pi}\ I_a = 0{,}637\ I_a. \qquad (40)$$

La valeur moyenne d'un courant alternatif pour une période entière est nulle.

Exemples. — L'amplitude d'un courant alternatif est $I_a = 5\ A$ et sa fréquence est $f = 50$ Hz. Quelle est la valeur instantanée de ce courant 0,005 seconde après son passage par le zéro ?

En utilisant la formule (38) correspondante nous obtenons

$i = 5 \sin (2\pi \cdot 50 \cdot 0{,}005 \cdot 57{,}3) = 5 \sin 90°$,

où le facteur 57,3 permet la transformation immédiate des radians en degrés, car 1 radian = 57,3°.

Etant donné que $\sin 90° = 1$, nous avons $i = 5\ A$, autrement dit la valeur instantanée est égale à l'amplitude.

Les tensions et intensités indiquées sur les appareils fonctionnant sur courant alternatif le sont en valeurs efficaces. Il en est de même des voltmètres et des ampèremètres fonctionnant directement sur secteur alternatif. On demande de trouver l'amplitude d'une tension alternative dont la valeur, indiquée par un voltmètre, est de 125 volts. Nous avons, d'après les relations (39)

$$125 = 0{,}707\ U_a$$

donc

$$U_a = \frac{125}{0{,}707} = 177 \text{ volts environ.}$$

La résistance pure

Effet pelliculaire ou « skin effect »

Cet effet détermine l'accroissement de la résistance par rapport à sa valeur en courant continu, car le courant alternatif ne traverse pas toute la section du conducteur, mais tend à se propager sur sa surface uniquement, et cela d'autant plus que la fréquence est plus élevée. La profondeur de la « pellicule conductrice » peut être calculée par la formule

$$d = 50{,}33 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}} \qquad (41)$$

où **d** est exprimé en **centimètres** ;

ρ représente la **résistivité du** conducteur donné ;

μ définit la perméabilité magnétique du métal constituant ce conducteur ;

f représente la fréquence en **hertz**.

Lorsqu'il s'agit d'un conducteur en cuivre nous avons

$$d = \frac{6{,}62}{\sqrt{f}}. \qquad (42)$$

La **résistance** d'un conducteur en courant alternatif peut être calculée par la formule

$$R_f = \frac{198 \cdot 10^{-6} \sqrt{\rho \mu f}}{P} \qquad (43)$$

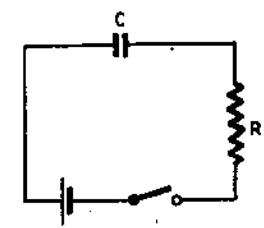
où ρ, μ et f ont la même signification que dans la formule (41) ;

R_f représente la résistance du conducteur en **ohms par mètre** ;

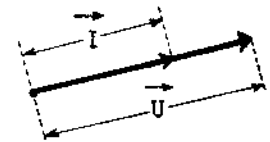
P désigne le périmètre de la section du conducteur (circonférence dans le cas d'un conducteur cylindrique) en **centimètres**.

Lorsqu'il s'agit d'un conducteur en cuivre, cette formule devient

$$R_f = \frac{261 \cdot 10^{-7} \sqrt{f}}{P} \quad \text{(en } \Omega/\text{m)} \qquad (44)$$



16



17

Exemples. — Un courant de fréquence $f = 10^6$ Hz traverse un conducteur en cuivre dont la section est de 3,14 mm². Trouver la profondeur de la pellicule conductrice et la résistance de ce conducteur, dont la longueur est de 10 m.

La section de 3,14 mm² correspond à un diamètre D de 2 mm qui, à son tour, correspond à une circonférence (périmètre) $\pi D = 6{,}28$ mm $= 0{,}628$ cm. Donc $P = 0{,}628$. La résistance du conducteur est, pour 10 m,

$$R_f = \frac{261 \,.\, 10^{-7} \sqrt{10^6} \,.\, 10}{0{,}628} = 0{,}415 \text{ ohm.}$$

La profondeur de la couche conductrice sera

$$d = \frac{6{,}62}{\sqrt{10^6}} = \frac{6{,}62}{10^3} = 0{,}00662 \text{ cm}$$
$$= 0{,}06 \text{ mm.}$$

Quelle est la résistance d'un conducteur en cuivre, de 3 m de longueur, de 0,25 mm de diamètre, traversé par un courant de $1{,}5 \,.\, 10^6$ Hz, soit 1,5 MHz ?

Pour ce conducteur, P sera $0{,}25 \times 3{,}14 = 0{,}785$ mm, soit 0,0785 cm. Sa résistance sera

$$R_f = \frac{261 \,.\, 10^{-7} \sqrt{1{,}5 \,.\, 10^6} \,.\, 3}{0{,}0785} = \frac{960}{785}$$
$$= 1{,}25 \text{ ohm.}$$

A noter que la résistance de ce conducteur en courant continu est très sensiblement de 1 ohm.

Puissance en courant alternatif

Un courant alternatif traversant un circuit contenant uniquement une ou plusieurs résistances pures obéit à la loi d'Ohm, qui se trouve vérifiée pour les amplitudes ainsi que pour les valeurs instantanées et efficaces de l'intensité et de la tension. Autrement dit nous avons

$$i = \frac{u}{R} \;;\; I_a = \frac{U_a}{R} \;;\; I = \frac{U}{R} \qquad (45)$$

L'intensité et la tension alternatives dans un circuit ne contenant qu'une résistance pure R sont en phase, ce qui veut dire que le déphasage entre l'intensité et la tension est nul : l'intensité atteint sa valeur maximum au même moment que la tension.

Graphiquement cela peut être représenté par un diagramme vectoriel de la figure 17 où le vecteur intensité $\vec{I}$ coïncide, en direction, avec le vecteur tension $\vec{U}$.

La puissance en courant alternatif, dans un circuit ne contenant qu'une résistance pure, est donnée par les formules suivantes :

Puissance instantanée

$$p = iu = i^2 R = \frac{u^2}{R} \text{ (en watts).} \qquad (46)$$

Puissance moyenne, c'est-à-dire la puissance pendant une demi-période

$$P = IU = I^2R = \frac{U^2}{R} \text{ (en watts)} \qquad (47)$$

ou encore

$$P = \frac{I_a U_a}{2} = \frac{I_a^2 R}{2} = \frac{U_a^2}{2R} \text{(en watts)} \qquad (48)$$

La puissance multipliée par le temps définit la **dépense d'énergie** ou le **travail**

$$W = P\,t. \qquad (49)$$

Si P est exprimée en watts et t en secondes, l'énergie se trouve exprimée en **watts/seconde** (W/s).

Si P est exprimée en kilowatts et t en heures, l'énergie se trouve exprimée en **kilowatts/heure** (kW/h).

La puissance absorbée par une résistance se transforme en chaleur dont la quantité peut être calculée par la formule

$$Q = 0{,}24\, P\, t \qquad (50)$$

où Q est la quantité de chaleur dégagée, en **grandes calories ;**

P est la puissance en **kilowatts ;**

t est le temps en **secondes.**

Exemples. — La résistance d'un fer à souder est de 200 ohms et il est prévu pour fonctionner sur un secteur dont la tension est de 112 volts. Quelle est la puissance consommée par ce fer à souder ?

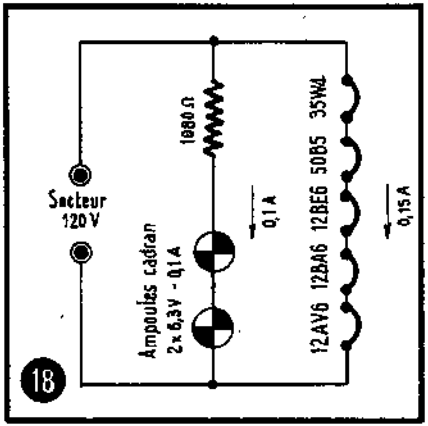
Il suffit d'appliquer la formule $P = U^2/R$, ce qui donne

$$P = \frac{(112)^2}{200} = \frac{12.500}{200} = 62{,}5 \text{ watts.}$$

Le circuit de chauffage d'un récepteur « tous-courants » est représenté dans la figure 18. Trouver la puissance totale absorbée par ce circuit, ainsi que la résistance supplémentaire que nous devons prévoir en série pour pouvoir alimenter ce circuit sous 235 volts.

Le courant total, dans les deux branches du circuit (lampes du récepteur et ampoules cadran) est de $0{,}1 + 0{,}15 = 0{,}25$ A.

La puissance totale absorbée sera



$$P = 120 \times 0{,}25 = 30 \text{ watts}$$

Pour alimenter l'ensemble sous 235 volts nous devons produire une chute de tension de 235 — 120 = 115 volts sous un débit de 250 mA (0,25 A).

La résistance sera de

$$R = \frac{115}{0{,}25} = 460 \text{ ohms}$$

Cette résistance devra dissiper, sans échauffement excessif, une puissance de

$P = 460 \times (0{,}25)^2 = 460 \times 0{,}0625 = 29$ watts environ.

La self-induction et la résistance pure dans les circuits à courant alternatif

Self-induction dans les circuits à courant alternatif

La self-induction dans un circuit à courant alternatif donne naissance à une force électromotrice (f.e.m.) de self-induction qui s'oppose à la tension qui la produit. La f.e.m. de self-induction est donnée par la relation

$$E_L = L\,\omega\,.\,I \qquad (51)$$

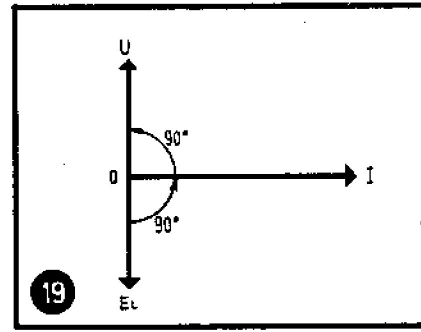
où $\omega = 2\,\pi\,f$ = pulsation, avec f en hertz ;

L est le coefficient de self-induction en **henrys** ;

I est le courant en **ampères.**

Le produit $L\omega$ représente la résistance de l'inductance (de la bobine) considérée en courant alternatif et porte le nom de **réactance de self-induction** ou, simplement, **réactance.**

Le diagramme vectoriel d'un circuit contenant une inductance pure c'est-à-dire sans résistance ohmique et sans pertes, est donné dans la figure 19. Le courant I dans un tel

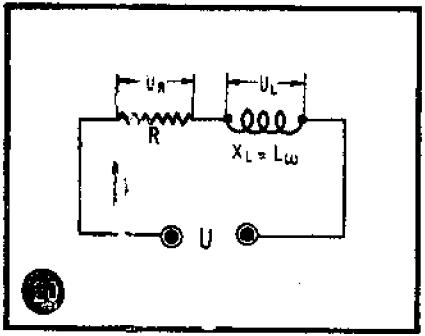


circuit est en retard de 90° sur la tension appliquée U. En même temps, il est en avance de 90° sur la f.e.m. de self-induction E_L. Autrement dit, le déphasage entre le courant et la tension est positif et égal à 90°, tandis que le déphasage entre le courant et la f.e.m. de self-induction est négatif et de 90° également.

Le déphasage entre U et E_L est de 180° et ces deux grandeurs se compensent.

Branchement en série d'une inductance et d'une résistance

Si un circuit contient une inductance L et une résistance pure R branchées en série



20

(fig. 20), son diagramme vectoriel se présente sous l'aspect de la figure 21. Dans ce cas, le **déphasage** φ entre U et I est inférieur à 90° et se calcule par les relations

$$\cos\varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} = \frac{R}{Z} \quad (52)$$

et

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{X_L}{R}, \quad (53)$$

où $X_L = L\omega$, exprimé en **ohms.**

Dans les relations ci-dessus $\cos\varphi$ porte le nom de **facteur de puissance,** tandis que

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \quad (54)$$

définit l'**impédance,** autrement dit la résistance totale du circuit, en courant alternatif. L'impédance Z d'un circuit nous est donnée, graphiquement, par l'hypoténuse d'une triangle rectangle dont les côtés sont X_L et R.

La tension U existant aux bornes du circuit de la figure 20 contient deux composantes.

a. — La chute de tension aux bornes de la résistance R : $U_R = I\,R$.

b. — La chute de tension aux bornes de la réactance $L\omega$, équilibrant la f.e.m. de self-induction : $U_L = I\,X_L$.

La tension totale U est représentée par la somme géométrique des vecteurs U_R et U_L, ce que nous montre la figure 21. Autrement dit la tension U est donnée par l'hypoténuse du triangle rectangle dont les côtés sont U_L et U_R.

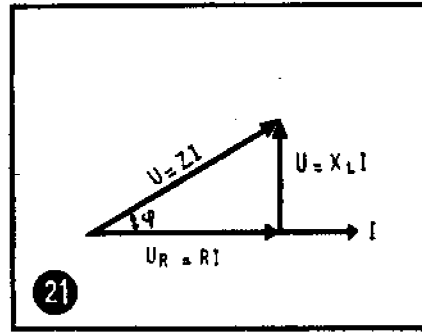
La **puissance** du courant alternatif dans le circuit comprenant une inductance et une résistance pure connectées en série nous est donnée par la relation

$$P = U\,I\cos\varphi = I^2 R = \frac{U_R^2}{R} \text{ (en watts)} \quad (55)$$

Si R = 0, c'est-à-dire si le circuit ne comporte qu'une inductance pure (notion uniquement théorique), nous avons $\varphi = 90°$, $\cos\varphi = 0$ et P = 0. Autrement dit le circuit n'absorbe aucune puissance.

Le produit $P_{ap} = U\,I$ porte le nom de **puissance apparente** et s'exprime en voltampères (VA).

Si la résistance R fait partie de la bobine et représente sa **résistance effective** (qui,



21

dans le cas des bobines H.F., peut être nettement plus élevée que la résistance ohmique), l'expression $\operatorname{tg}\varphi$ définit la qualité de la bobine ou, comme on dit, son **coefficient de surtension** Q_L.

$$Q_L = \frac{\omega L}{R}. \quad (56)$$

Dans les bobines haute fréquence R est toujours infiniment plus faible que X_L et l'expression de l'impédance

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

se réduit très sensiblement à X_L, tandis que $\cos\varphi$ peut être exprimé par la relation, approximative également,

$$\cos\varphi = \frac{R}{X_L} = \frac{1}{Q}. \qquad (57)$$

Exemples. — Dans un circuit alimenté par une tension alternative de 500 volts circule un courant de 4 ampères. Le facteur de puissance est $\cos\varphi = 0{,}86$. Calculer la puissance absorbée par le circuit, ainsi que sa puissance apparente.

La puissance absorbée est

$$P = 500 \times 4 \times 0{,}86 = 1720 \text{ watts.}$$

La puissance apparente est

$$P_{ap} = 500 \times 4 = 2000 \text{ voltampères.}$$

Le coefficient de self-induction d'une inductance de filtrage est de 30 henrys, sa résistance ohmique (assimilée à sa résistance effective) étant de 400 Ω. Calculer :

a. — La réactance de ce bobinage à la fréquence de 100 périodes/sec. ;

b. — L'impédance du même bobinage à la même fréquence ;

c. — L'intensité du courant alternatif qui traversera cette inductance si on l'alimente sous 250 volts ;

d. — Le déphasage entre le courant et la tension ;

e. — La puissance absorbée.

Nous avons, pour la réactance,

$$X_L = 2\pi f L = 6{,}28 \cdot 100 \cdot 30 = 18\,800 \text{ ohms.}$$

L'impédance de ce circuit sera

$$Z = \sqrt{(400)^2 + (18\,800)^2} = 18\,900 \text{ ohms.}$$

Le courant traversant la bobine, alimentée sous 250 volts alternatifs, sera

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{250}{18\,900} = 0{,}0132 \text{ A} = 13{,}2 \text{ mA.}$$

Pour le déphasage nous avons

$$\cos\varphi = \frac{R}{Z} = \frac{400}{18\,900} = 0{,}0211,$$

donc $\varphi = 87°50'$.

Enfin, la puisance absorbée par le circuit sera

$$P = U\,I\,\cos\varphi = 250 \cdot 0{,}0132 \cdot 0{,}0211 = 0{,}07 \text{ watt.}$$

La self-induction d'une bobine H.F. est de 250 μH, sa résistance effective étant de 10 ohms. Calculer le facteur de puissance de cette bobine à la fréquence de 10^6 Hz (1000 kHz), ainsi que son coefficient de surtension Q.

Le facteur de puissance est calculé par la relation

$$\cos\varphi = \frac{R}{Z} = \frac{R}{X_L} \text{ très sensiblement}$$

soit

$$\cos\varphi = \frac{10}{2{,}5 \cdot 10^{-4} \cdot 6{,}28 \cdot 10^6} = \frac{1}{157} = 0{,}00636.$$

Le coefficient de surtension nous est donné par l'inverse du $\cos\varphi$, soit $Q = 157$.

Branchement en parallèle d'une réactance et d'une résistance pure

Lorsqu'une inductance et une résistance sont connectées en parallèle, dans un circuit à courant alternatif (fig. 22), le diagramme vectoriel du circuit se présente sous la forme de la figure 23.

Le courant dans la portion commune du circuit est égal à la somme géométrique des courants dans la réactance X_L et la résistance R, c'est-à-dire à l'hypoténuse du triangle rectangle dont les côtés de l'angle droit sont I_L et I_R :

$$I = \sqrt{I_L^2 + I_R^2}. \qquad (58)$$

Le déphasage φ entre le courant total I et la tension U appliquée au circuit est donné par la relation :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{R}{X_L}, \qquad (59)$$

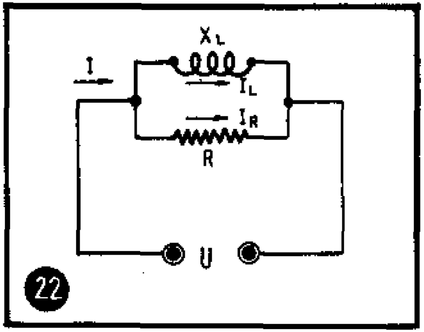
ou encore

$$\cos\varphi = \frac{X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}. \qquad (60)$$

La conductance apparente totale ou **admittance** Y sera égale à la somme géométrique de la conductance G (1/R) et de la **susceptance** S ($1/X_L$). Autrement dit, Y est représenté par l'hypoténuse d'un triangle rectangle ayant G et S comme côtés de l'angle droit :

$$Y = \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_L}\right)^2}$$

$$= \frac{\sqrt{R^2 + X_L^2}}{R\,X_L} \text{ (en mho)}. \qquad (61)$$



22

On en déduit l'expression de l'impédance Z :

$$Z = \frac{R X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \text{ (en ohms).} \qquad (62)$$

Le courant total I du circuit est :

$$I = \frac{U}{Z}. \qquad (63)$$

Le courant dans chaque branche du circuit sera donné par les relations

$$I_L = \frac{U}{X_L} = I \sin \varphi ; \qquad (64)$$

$$I_R = \frac{U}{R} = I \cos \varphi. \qquad (65)$$

La puissance absorbée par le circuit sera

$$P = U I \cos \varphi = I_R^2 R = \frac{U^2}{R}. \qquad (66)$$

Exemple. — La bobine d'excitation d'un haut-parleur, intercalée dans le « moins » H.T., est shuntée par deux résistances dont les valeurs sont $R_1 = 10\,000$ ohms et $R_2 = 140\,000$ ohms (fig. 24). La fréquence f du *courant ondulé, agissant dans ce circuit,* est de 100 Hz, et le pourcentage de la composante alternative est $\alpha = 20$ %. La composante continue de la tension existant aux bornes de la bobine est de 100 volts. On demande de calculer

a. — Le courant alternatif dans les branches inductive et ohmique ;

b. — Le courant alternatif total du circuit ;

c. — Le déphasage entre le courant alternatif et la tension alternative ;

d. — L'impédance Z du circuit pour la fréquence de 100 Hz ;

On admet que la résistance ohmique de la bobine d'excitation est de 1000 ohms, et que sa self-induction est de 25 henrys.

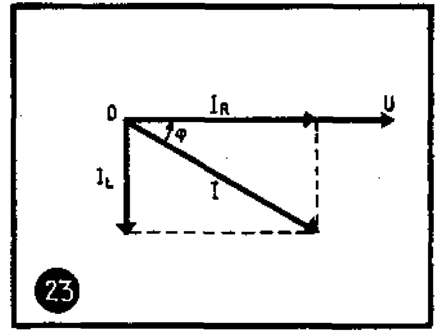
Pour calculer le courant alternatif, on cherche d'abord la réactance

$$X_L = L\omega = 6{,}28 \cdot 100 \cdot 25 = 15\,700 \text{ ohms.}$$

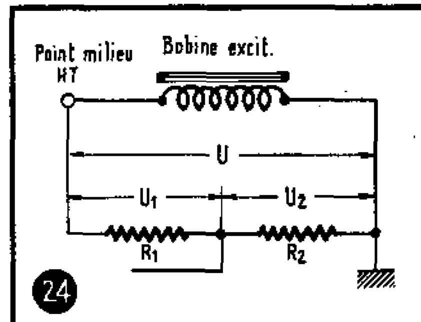
L'impédance de la branche réactive, Z_L, est pratiquement égale à la réactance X_L, car la composante R est beaucoup plus petite que X_L. Donc

$$Z_L = 15.700 \text{ ohms.}$$

D'autre part, puisque le pourcentage de ronflement représente 20 %, nous avons une

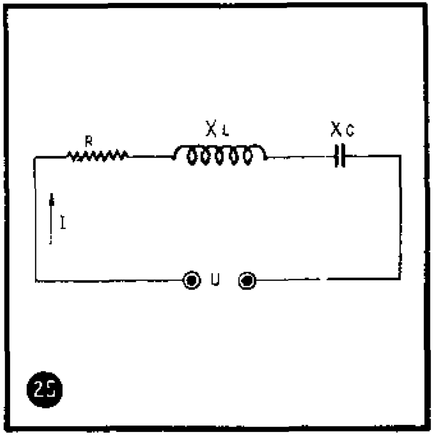


23



24

composante alternative de 100 . 0,2 = 20 volts d'amplitude. L'amplitude du courant dans la branche inductive sera



$$I_{aL} = \frac{U_a}{X_L} = \frac{20}{15\,700} = 0{,}00127\ \text{A} = 1{,}27\ \text{mA}.$$

L'amplitude du courant dans la branche ohmique sera

$$I_{aR} = \frac{U_a}{R_1 + R_2} = \frac{20}{150\,000} = 0{,}000133\ \text{A}$$
$$= 0{,}133\ \text{mA}.$$

Le courant alternatif total du circuit sera

$$I_a = \sqrt{(0{,}133)^2 + (1{,}27)^2} = 1{,}28\ \text{mA}$$

très sensiblement.

Le déphasage entre U et I_a sera donné par la relation

$$I_{aL} = I_a \sin \varphi,$$

d'où

$$\sin \varphi = \frac{1{,}27}{1{,}28} = 0{,}993,$$

ce qui donne

$$\varphi = 83{,}5 \text{ degrés}.$$

Enfin, l'impédance Z du circuit se calcule en faisant le rapport

$$Z = \frac{U_a}{I_a} = \frac{20}{1{,}28 \cdot 10^{-3}} = 15\,600 \text{ ohms}.$$

La résistance pure, la self-induction et la capacité dans les circuits à courant alternatif.

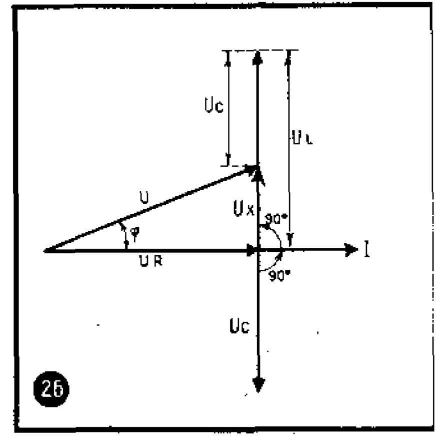
Branchement en série d'une résistance pure et de réactances, inductive et capacitive

Lorsqu'une résistance pure R, une réactance capacitive X_c et une réactance inductive X_L sont connectées en série (fig. 25), l'**impédance** du circuit ainsi constitué est donnée par la relation

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_c)^2} = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (67)$$

qui représente la somme géométrique de la résistance pure et de la réactance totale $X = X_L - X_c$.

Le **courant** du circuit est égale à



$$I = \frac{U}{Z}, \quad (68)$$

où U représente la tension existant aux bornes du circuit.

Le **déphasage** entre le courant I et la tension U est donné par les relations

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} \quad (69)$$

ou

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X}{R}. \quad (70)$$

La **chute de tension** aux bornes de chaque élément du circuit sera :

pour la résistance pure $U_R = I\,R$; (71)
pour la réactance inductive $U_L = I\,X_L$;
pour la réactance capacitive $U_c = I\,X_c$.

La **tension U appliquée aux bornes du circuit** est égale à la somme géométrique (fig. 26) des chutes de tension aux bornes de chaque élément :

$$U = \sqrt{U_R^2 + (U_L - U_c)^2} = \sqrt{U_R^2 + U_X^2} \quad (72)$$

où

$$U_X = U_L - U_c$$

Résonance série

La fréquence **f** à laquelle la réactance capacitive devient égale à la réactance inductive porte le nom de **fréquence de résonance**. Nous avons alors $X_L = X_c$, c'est-à-dire

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}.$$

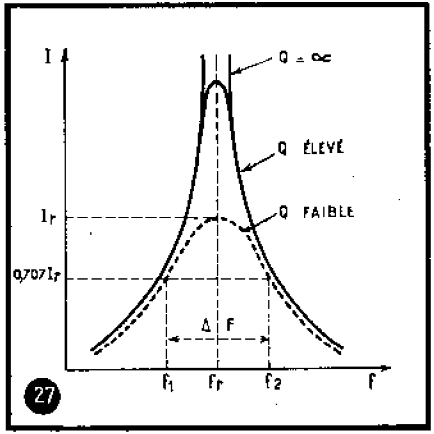
La fréquence de résonance est donnée par la formule

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (73)$$

dans laquelle L est le coefficient de self-induction en **henrys** ;
C est la capacité en **farad** ;
f_r est la fréquence en **hertz**.

Le **courant à la résonance** est

$$I_r = \frac{U}{R}, \quad (74)$$



27

relation dans laquelle R désigne la résistance effective du circuit qui, dans le cas des bobines H.F., peut être beaucoup plus élevée que la résistance ohmique.

Le **déphasage** entre le courant et la tension est nul à la résonance. La chute de tension aux bornes de l'inductance est égale, à la résonance, à la chute de tension aux bornes de la capacité, c'est-à-dire

$$U_c = I_r X_c = \frac{U}{R} X_c,$$
$$U_L = I_r X_L = \frac{U}{R} X_L \quad (75)$$

et aussi

$$U_c = U_L.$$

La tension aux bornes de la capacité est en avance de 90° sur le courant, tandis que la tension aux bornes de l'inductance est en retard sur le courant de 90°. Les deux tensions sont donc exactement en opposition de phase et se compensent.

Si la résistance R représente la résistance équivalente des pertes dans la bobine et le condensateur, comme c'est le cas des circuits H.F., nous pouvons admettre que ces pertes ont lieu uniquement dans la bobine, car les pertes dans le condensateur sont généralement infiniment plus faibles. Par conséquent, nous aurons à la résonance

$$U_L = U_c = U\,Q \quad (76)$$

où Q est le **coefficient de surtension** du circuit

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega C R}.$$

Largeur de la courbe de résonance (bande passante)

La courbe représentant la variation du courant dans le circuit, l'amplitude de la tension appliquée à ce dernier étant constante, s'appelle **courbe de résonance** d'un circuit série (fig. 27).

La largeur de la courbe ou la **bande de fréquences transmises** est mesurée au niveau qui correspond à 0,707 du courant à la résonance. Cette largeur est donnée par les relations

$$f_2 - f_1 = \frac{R}{2\pi L} \qquad (77)$$

ou

$$\Delta F = f_2 - f_1 = \frac{f_r}{Q}. \qquad (78)$$

Le rapport $\Delta F / f_r$ n'est autre chose que l'inverse du coefficient de surtension Q et nous avons la relation

$$\frac{\Delta F}{f_r} = \frac{1}{Q} = \delta \qquad (79)$$

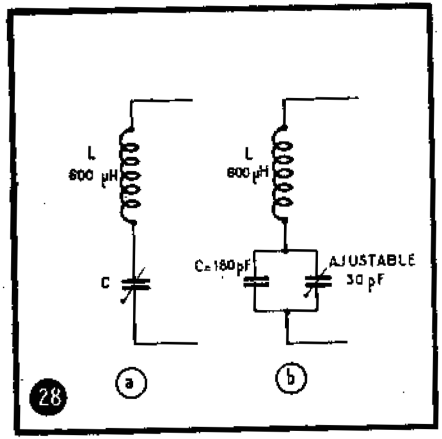
où δ définit le **décrément** du circuit.

Le coefficient de surtension Q permet de mesurer la **sélectivité** d'un circuit (accord plus ou moins pointu). Plus la valeur de Q est élevée, moins est importante la largeur ΔF de la courbe et plus est élevée la sélectivité du circuit correspondant.

Exemples. — Une bobine de L = 2 H, un condensateur de C = 16 μF et une résistance R = 600 ohms sont connectés en série (R peut être considérée comme la résistance ohmique de la bobine L). La tension U appliquée au circuit est de 250 volts et sa fréquence est de 50 Hz. Calculer le courant I dans le circuit, le déphasage entre U et I ainsi que la puissance absorbée.

Le courant est donné par la relation

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_c)^2}}$$



où nous avons

$$X_L = 2\pi f L = 6{,}28 \cdot 50 \cdot 2 = 628 \text{ ohms}$$

et

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 50 \cdot 16 \cdot 10^{-6}} = 199 \text{ ohms.}$$

Nous avons donc

$$Z = \sqrt{600^2 + (628 - 199)^2} = \sqrt{600^2 + 429^2} = 737 \text{ ohms,}$$

et, par conséquent,

$$I = \frac{250}{737} = 0{,}339 \text{ A.}$$

Le déphasage cherché est donné par la relation

$$\cos\varphi = \frac{R}{Z} = \frac{600}{737} = 0{,}815,$$

et la puissance absorbée sera

$$P = U\,I \cos\varphi = 250 \cdot 0{,}339 \cdot 0{,}815 = 69 \text{ watts.}$$

Voici encore un exemple. Une bobine L de 600 μH est connectée en série avec un condensateur ajustable C (fig. 28 a). On demande de déterminer les limites de la valeur de ce dernier de façon que l'on puisse obtenir une résonance du circuit sur les fréquences comprises entre 450 et 480 kHz ?

Au lieu d'utiliser, pour la résolution de ce problème, la formule générale (73), nous l'appliquerons sous la forme plus commode pour les calculs sur les circuits H.F.

$$f_r = \frac{159}{\sqrt{L\,C}}$$

où la fréquence f_r est exprimée en **méga hertz**, le coefficient de self-induction L en **microhenrys** et la capacité C en **picofarads**.

La formule ci-dessus transformée pour l calcul de la capacité nous donne

$$C = \frac{25\,300}{f_r^2 \cdot L}$$

Cela nous donne, pour f_r = 450 kHz (0,4 MHz).

$$C = \frac{25\,300}{(0{,}45)^2 \cdot 600} = \frac{253}{1{,}21} = 209 \text{ pF}$$

et pour f_r = 480 kHz (0,48 MHz).

$$C = \frac{25.300}{(0,48)^2 \,.\, 600} = \frac{253}{1,38} = 183 \text{ pF.}$$

La solution consisterait donc à prévoir, pour constituer C, un condensateur fixe de 180 pF et un ajustable de 30 pF en parallèle, suivant le croquis de la figure 28 **b.**

Enfin, un dernier exemple. Soit un circuit d'antenne d'un récepteur (fig. 29) où $L_A = 120\ \mu H$ et $C_A = 100$ pF, représentant, respectivement, la self-induction et la capacité propres de l'antenne. La résistance $R_A = 15$ ohms représente la résistance effective totale du circuit, tandis que L est la bobine de couplage avec le circuit d'entrée du récepteur. Nous avons $L = 50\ \mu H$. L'ensemble du circuit est soumis à l'action d'un émetteur dont la fréquence est de 1200 kHz et qui induit, dans le circuit une force électromotrice $E = 120\ \mu V$. Calculer :

a — Le courant dans le circuit ;
b — La tension aux bornes **a b** de la bobine L.

Pour ces calculs, on considère que le circuit comporte une inductance unique dont la valeur est la somme des inductances constituantes, soit 170 μH.

De ce fait, l'impédance du circuit tout entier sera

$$Z = \sqrt{R_A^2 + (X_L - X_c)^2}.$$

En calculant comme nous l'avons fait pour le premier exemple, nous trouvons

$$X_L = 1280 \text{ ohms}$$

et

$$X_c = 1325 \text{ ohms,}$$

d'où

$$Z = 48 \text{ ohms environ.}$$

La tension E étant de 120 μV, soit $120 \,.\, 10^{-6}$ volt, l'intensité dans le circuit sera

$$I = \frac{120 \,.\, 10^{-6}}{48} = 2,5 \,.\, 10^{-6} \text{ ampère}$$

soit 2,5 μA.

La chute de tension aux bornes **a b** de la bobine L sera, puisque la réactance de **L** est de 376 ohms

$$376 \,.\, 2,5 \,.\, 10^{-6} = 940 \,.\, 10^{-6} \text{ volt}$$

soit 940 μV ou 0,94 mV.

Branchement en parallèle d'une résistance et de réactances, inductive et capacitive

La forme des circuits parallèles fréquemment rencontrée dans la pratique est représentée dans la figure 30 où nous voyons deux branches, dont l'impédance est Z_1 et Z_2 respectivement, connectées en parallèle.

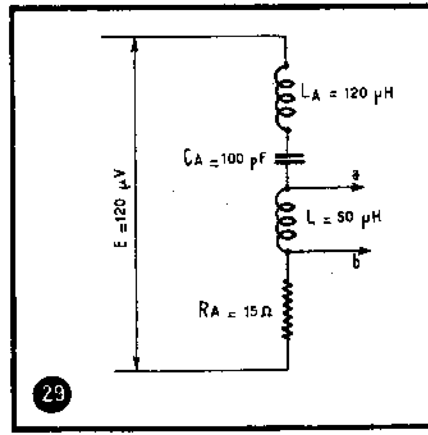
L'impédance totale d'un tel circuit est donnée par la formule

$$Z = \frac{Z_1 Z_2}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (X_L - X_c)^2}}. \tag{80}$$

Le **courant dans la première branche** sera

$$I_1 = \frac{U}{Z_1}, \tag{81}$$

et le **courant dans la seconde branche** sera



$$I_2 = \frac{U}{Z_2}. \tag{82}$$

Le **courant total** dans le circuit sera

$$I = \frac{U}{Z}. \tag{83}$$

La **puissance absorbée** dans chaque branche sera respectivement

$$P_1 = I_1^2 R_1$$

et $\qquad\qquad$ (84)

$$P_2 = I_2^2 R_2,$$

où R_1 et R_2 représentent la résistance effective des deux branches.

La **puissance totale** absorbée par le circuit est

$$P = P_1 + P_2. \qquad (85)$$

Le produit $I\,U = P_{ap}$ définit la puissance apparente du circuit en volt-ampères, tandis que le rapport P/P_{ap} donne le cosinus de l'angle de déphasage entre le courant I et la tension U.

Résonance parallèle

Pour les circuits radioélectriques courants on peut admettre que Z_1 est sensiblement égale à X_L et que Z_2 est égale à X_c. Dans ces conditions l'expression de l'impédance totale s'écrit

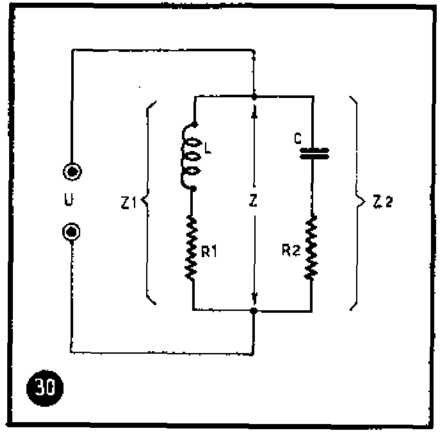
$$Z \approx \frac{X_L \cdot X_c}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_c)^2}}. \qquad (86)$$

(Rappelons que le signe $\approx$ veut dire « égal approximativement à... »).

Dans cette expression $R = R_1 + R_2$. Comme on a presque toujours $R_2 \approx 0$, il en résuite $R = R_1$ **très sensiblement.**

Si la fréquence de la tension appliquée au **circuit est telle que $X_L = X_c$**, c'est-à-dire est **égale à la fréquence** de résonance d'un circuit série composé de L, C et R, on a

$$Z_r = \frac{X_L X_c}{R} = \frac{L}{C R} = \frac{X_L^2}{R} = \frac{X_c^2}{R}$$
$$= X_L Q = X_c Q, \qquad (87)$$



30

relations où Q désigne le coefficient de surtension du circuit.

Le **courant total** dans le circuit, à la résonance, sera

$$I_r = \frac{U}{Z_r}. \qquad (88)$$

Le **courant dans chaque branche,** toujours à la résonance, sera donné par les expressions

$$I_L = \frac{U}{Z_1} \approx \frac{U}{X_L} \approx I_c \approx \frac{U}{X_L}. \qquad (89)$$

Le courant I_L retarde sur la tension U d'u *angle déterminé* par :

$$\text{tg}\varphi = \frac{X_L}{R_1}.$$

et comme R_1 est beaucoup plus faible qu X_L, on peut admettre que $\varphi \approx 90°$.

Le courant I_L retarde sur la tension U d'u *angle pratiquement* **égal à 90°. Par conséquen** I_L et I_c **sont presque en opposition de phas** et on peut admettre que ces deux courant se compensent.

On voit ici la *différence entre la résonanc* **d'un circuit série (tensions en opposition** ***impédance minimum à la résonance) et cell*** d'un circuit parallèle, appelé parfois circu bouchon (*courants en opposition et impédanc* maximum à la résonance).

Le courant I_r total est égal à la somm géométrique des courants I_L et I_c et sa valeu est donc minimum.

Etant donné que l'impédance Z_r est un impédance active, la puissance absorbée dar le circuit peut être exprimée par

$$P = I_r^2 Z_r. \qquad (9($$

Par ailleurs, cette puissance est dissipé uniquement dans la résistance R_1 et peut êtr *exprimée, par conséquent, par*

$$P = I_L^2 R_1. \qquad (91$$

En égalant les expressions (90) et (91) o trouve

$$I_L = I_c = I_r Q \qquad (9?$$

ce qui veut dire que le courant dans chaqu branche est plus élevé que le courant tot.

de Q fois.

La courbe exprimant l'impédance totale Z en fonction de la fréquence de la tension appliquée s'appelle courbe de résonance d'un circuit parallèle et présente un aspect analogue à la courbe de la figure 27, avec cette différence que l'axe vertical est gradué en valeurs de Z.

Exemples. — Dans un circuit parallèle, analogue à celui de la figure 30, nous avons, à la résonance ($f_r = 1500$ kHz) :

$$X_C = X_L = 1000 \text{ ohms.}$$

D'autre part, la résistance effective R du circuit est de 10 ohms. On demande d'abord de calculer l'impédance totale du circuit à la résonance (Z_r).

D'après la relation (87), indiquée plus haut, nous avons

$$Z_r = \frac{X_L \cdot X_C}{R} = \frac{1\,000\,000}{10} = 100\,000 \text{ ohms.}$$

Si nous voulons maintenant calculer l'impédance totale du circuit pour une fréquence différente, par exemple $f = 1485$ kHz, pour laquelle $X_C = 1010$ ohms et $X_L = 990$ ohms, nous écrivons, d'après la formule (86), et puisque $(X_L - X_C)^2 = (-20)^2 = 400$,

$$Z = \frac{1\,000\,000}{\sqrt{100 + 400}} = \frac{1\,000\,000}{22,4} = 44\,700 \text{ ohms.}$$

Par ailleurs, et toujours d'après la relation (87), nous pouvons calculer le coefficient de surtension Q, puisque nous avons

$$Z_r = X_L \cdot Q$$

et, par conséquent,

$$Q = \frac{Z_r}{X_L} = \frac{100\,000}{1000} = 100.$$

Voici encore un exemple. Nous avons un transformateur M.F. prévu pour être accordé sur 455 kHz, et dont les deux circuits se composent, chacun, d'une bobine (L_1 et L_2, fig 31) et d'un condensateur (C_1 et C_2) de 120 pF.

On nous demande d'abord de calculer le coefficient de self-induction L_1 et L_2 de chaque bobine, à la résonance.

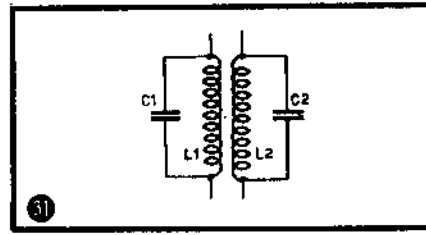
Nous prendrons pour cela la formule indiquée plus haut (page 20) et qui nous donne L en microhenrys lorsque C est exprimé en picofarads et f_r en mégahertz. Nous avons donc :

$$L_1 = L_2 = \frac{25\,300}{f_r^2 \cdot C} = \frac{25\,300}{(0,455)^2 \cdot 120} = \frac{25\,300}{0,207 \cdot 120} = \frac{25\,300}{24,8} = 1020\ \mu\text{H env.}$$

On nous demande de calculer ensuite le coefficient de surtension Q de chaque circuit, en admettant que la résistance effective, pour chacun, est de 15 ohms.

Connaissant le coefficient de self-induction L_1 (ou L_2) d'un circuit, nous utiliserons la relation (56) et aurons

$$Q = \frac{\omega L}{R},$$



où L doit être exprimé en **henrys,** soit $1,02 \cdot 10^{-3}$ henry et la fréquence **f** en **périodes/seconde,** ce qui nous donne

$$\omega = 2\pi f = 6,28 \cdot 455\,000 = 2\,860\,000 = 2\,860 \cdot 10^3$$

Nous avons donc

$$Q = \frac{2\,860 \cdot 10^3 \cdot 1,02 \cdot 10^{-3}}{15} = \frac{2920}{15} = 190.$$

Il est à remarquer que le même résultat aurait été obtenu en exprimant

f en **mégahertz** et L en **microhenrys,**

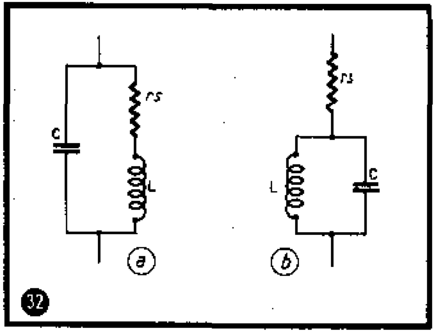
ou

f en **kilohertz** et L en **millihenrys.**

Il serait intéressant, dans l'exemple ci-dessus, de calculer la largeur de la courbe de résonance de chaque circuit, ce que nous pouvons faire à l'aide de la relation (78), en écrivant

$$\Delta F = \frac{f_r}{Q} = \frac{455}{190} = 2,4 \text{ kHz.}$$

Cette largeur, qui peut paraître insuffisante



32

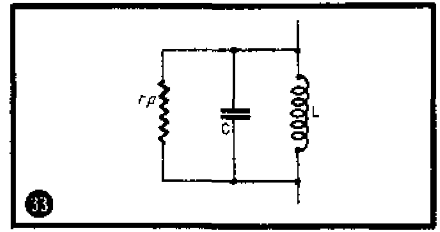
pour un circuit M.F., se rapporte, en réalité, a un circuit isolé. Lorsque deux circuits identiques sont couplés (cas d'un transformateur M.F.), la largeur de la courbe, ou bande passante, peut être, comme nous le verrons plus loin, supérieure à celle d'un circuit pris isolément.

De toute façon, l'exemple ci-dessus, est évidemment « idéalisé » et les circuits M.F. réels ont des performances beaucoup plus modestes, ce qui conduit à un élargissement de la bande passante.

Notamment, il suffirait d'une faible augmentation de la résistance effective R, pour diminuer la valeur de Q et, partant de là, augmenter la bande passante. Or, on peut toujours augmenter artificiellement R en introduisant, en série dans le circuit, une certaine résistance r_s, soit suivant le schéma 32 **a**, soit suivant 32 **b**.

L'ordre de grandeur de la résistance r_s de la figure 32 est celui de la résistance effective R du circuit, et, pratiquement, on peut admettre que r_s s'ajoute à R. Autrement dit, si $R = 15$ ohms et $r_s = 10$ ohms, la résistance effective totale devient $15 + 10 = 25$ ohms.

Il est également possible de diminuer artificiellement le coefficient de surtension d'un circuit en shuntant ce dernier par une résistance r_p (fig. 33) et l'on montre qu'un même effet est obtenu lorsqu'il existe la relation suivante entre r_s et r_p :



33

$$r_s = \frac{X_L^2}{r_p} = \frac{X_0^2}{r_p} .$$

Autrement dit, si dans le circuit M.F. ci-dessus, dont $X_L = \omega L = 2920$ ohms et, par conséquent, $X_L^2 = 85,3 . 10^5$ environ, nous obtenons un certain effet en introduisant une résistance série $r_s = 10$ ohms, nous obtiendrons exactement le même effet en shuntant le circuit par une résistance r_p telle que

$$r_p = \frac{85,3 . 10^5}{10} = 85,3 . 10^4 = 853\,000 \text{ ohms.}$$

CIRCUITS COUPLÉS

Généralités sur les circuits couplés

On considère que deux circuits sont **couplés** l'un à l'autre lorsqu'il existe une résistance ou une impédance commune aux deux circuits, et qui permet la transmission de l'énergie électrique d'un circuit à l'autre.

Cette impédance commune, que l'on peut désigner par Z_C, s'appelle **impédance de cou-**

plage, et suivant sa nature on distingue les modes de couplage suivants :

Z_C = résistance — **couplage galvanique** (fig. 34 **a**) ;

Z_C = inductance — **couplage inductif** (fig. 34 **b** et 34 **c**) ;

Z_C = capacitance — **couplage capacitif** (fig. 34 **d**).

On peut évidemment avoir affaire à des couplages mixtes, résultant de la combinaison des couplages de base ci-dessus.

La transmission de l'énergie du circuit primaire (I) au circuit secondaire (II) est définie par **le coefficient de couplage** et à ce point de vue on distingue trois sortes de couplages :

Si l'énergie transmise d'un circuit à l'autre est maximum **pour une seule fréquence** le couplage est dit **critique** ;

Si le coefficient de couplage est supérieur au critique, le couplage est dit **serré** ;

Si le coefficient de couplage est inférieur au critique, le couplage est dit **lâche.**

Le circuit primaire transmet au circuit secondaire une certaine quantité d'énergie déterminée par le couplage entre ces circuits, mais de son côté le circuit secondaire réagit sur le primaire et modifie aussi bien sa résistance effective que sa réactance.

L'influence du secondaire sur le primaire dépend du **rapport de transformation n** qui est donné par la relation

$$n = \frac{Z_2}{Z_C}, \qquad (93)$$

où Z_C est l'impédance de couplage et Z_2 celle du secondaire.

La résistance effective du primaire augmente toujours par l'apport d'une résistance effective supplémentaire R_a que l'on trouve par la relation

$$R_a = \frac{R_2}{n^2} = \frac{Z_C^2}{Z_2^2}\ R_2 \qquad (94)$$

où R_2 représente la résistance effective du secondaire.

La réactance du primaire peut, par contre, diminuer ou augmenter, suivant la réactance, inductive ou capacitive, qui prédomine dans le secondaire. En valeur absolue la réactance X_a introduite dans le primaire par l'influence du secondaire se calcule par la relation

$$X_a = \frac{X_2}{n^2} = \frac{Z_C^2}{Z_2^2}\ X_2, \qquad (94\ a)$$

où X_2 représente la réactance totale du secondaire.

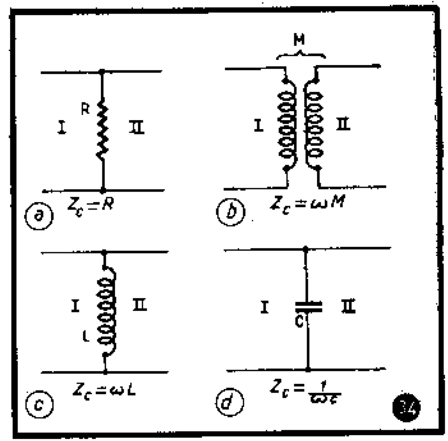
Lorsqu'on tient compte de l'influence du secondaire sur le primaire, deux circuits couplés peuvent être remplacés par un circuit unique équivalent (fig. 35) pour lequel l'impédance équivalente Z_e est donnée par

$$Z_e = \sqrt{R_e^2 + X_e^2}, \qquad (95)$$

ou

$$R_e = R_1 + R_a = R_1 + \frac{R_2}{n^2}.$$

Quant à la réactance équivalente X_e, sa valeur sera



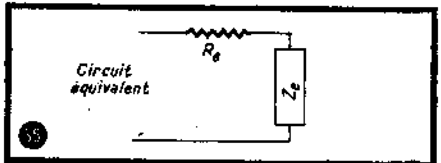
$$X_e = X_1 - X_a = X_1 - \frac{X_2}{n^2}, \qquad (96)$$

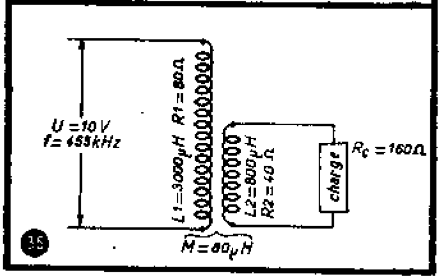
si X_2 est une réactance **inductive**, ou

$$X_e = X_1 + X_a = X_1 + \frac{X_2}{n^2}, \qquad (97)$$

si X_2 est une réactance **capacitive.**

La relation (96) définit la réactance inductive résultante X_d, de deux circuits couplés ou la réactance de **self-induction de dispersion,** L_d, que l'on peut exprimer par les relations





$$X_d = X_1 \ (1 - k^2) \qquad (98)$$

$$L_d = L_1 \ (1 - k^2) \qquad (99)$$

dans lesquelles **k** est le coefficient de couplage.

Le courant I_1 **dans le circuit primaire équivalent** est

$$I_1 = \frac{U}{Z_e}. \qquad (100)$$

où U représente la tension appliquée au primaire.

Le facteur de puissance du circuit primaire équivalent sera

$$\cos \varphi_e = \frac{R_e}{Z_e}. \qquad (101)$$

La **puissance** absorbée **dans le circuit primaire équivalent** sera

$$P = UI_1 \cos \varphi_e = I_1^2 \ R_e. \qquad (102)$$

La **force électromotrice** induite dans le secondaire sera

$$E_2 = I_1 \ Z_C. \qquad (103)$$

Le **courant dans le secondaire** sera

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2}. \qquad (104)$$

La **puissance** absorbée **dans le secondaire** sera

$$P_2 = E_2 \ I_2 \cos \varphi_2$$

$$= \frac{E_2^2}{R_2} = I_2^2 \ R_2. \qquad (105)$$

Le couplage inductif, par transformateur (fig. 34 **b**) est celui que l'on rencontre le plus souvent dans la pratique. On a alors

$$n = \frac{Z_2}{\omega M} = \frac{Z_2}{\omega k \sqrt{L_1 L_2}} \qquad (106)$$

où **k** est le coefficient de couplage, L_1 et L_2 désignant, respectivement, la self-induction du primaire et du secondaire.

Si R_2 est de beaucoup inférieure à X_2, cas très fréquent, nous aurons Z_2 très sensiblement égale à X_2, donc à ω L, et, par conséquent,

$$n = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}. \qquad (107)$$

Lorsque le primaire et le secondaire sont traversés par le même flux magnétique, et possèdent à peu près les mêmes dimensions, ce qui est le cas des transformateurs à noyau magnétique, nous avons **k** très sensiblement égal à 1. Dans ces conditions le rapport L_2/L_1 est égal au carré du rapport du nombre de spires et nous avons

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{w_2}{w_1}, \qquad (108)$$

w_2 et w_1 étant, respectivement, le nombre de spires du secondaire et du primaire.

Exemples. — Les deux circuits de la figure 36 sont couplés inductivement et leurs caractéristiques sont indiquées dans le schéma. On nous demande de calculer :

1. — Le rapport de transformation **n**. Nous devons, pour cela, calculer d'abord l'impédance secondaire Z_2 qui sera

$$Z_2 = \sqrt{(R_2 + R_C)^2 + (\omega L_2)^2},$$

relation où $(R_2 + R_C)^2 = 4 \cdot 10^4$, et $(\omega L_2)^2 = 4{,}78 \cdot 10^6$. On voit que l'impédance Z_2 est pratiquement égale à 2200 ohms. D'autre part, puisque M = 80 μH, nous avons

$$Z_C = 2 \pi f M = 6{,}28 \cdot 4{,}55 \cdot 10^5 \cdot 8 \cdot 10^{-5} = 228 \text{ ohms.}$$

Donc

$$n = \frac{2200}{228} = 9{,}7$$

2. — La résistance effective supplémentaire R_a introduite dans le primaire.

$$R_s = \frac{R_2 + R_C}{n_2} = \frac{200}{94} = 2{,}13 \text{ ohms.}$$

3. — La réactance X_s

$$X_s = \frac{\omega L_2}{n^2} = \frac{2280}{94} = 24{,}3 \text{ ohms.}$$

4. — L'impédance équivalente Z_e du primaire. Pour cela, il faut calculer d'abord
$R_e = R_1 + R_s = 80 + 2{,}13 = 82{,}13$ ohms.
et
$X_e = X_1 - X_s = (6{,}28 \cdot 455 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-3}) - 24{,}3 = 8550 - 24{,}3 = 8526$ ohms en chiffre rond.

Etant donné que X_e est infiniment supérieure à R_e, *nous pouvons* admettre que $Z_e = X_e = 8526$ ohms.

5. — Le courant I_1 dans le circuit primaire équivalent. Nous écrivons

$$I_1 = \frac{U}{Z_e} = \frac{10}{8526} = 0{,}00117 \text{ A} = 1{,}17 \text{ mA.}$$

6. — La force électromotrice induite dans le secondaire. Nous l'avons par la relation
$E_2 = I_1 Z_C = 1{,}17 \cdot 10^{-3} \cdot 228 = 0{,}267$ volt.

Courbes de résonance des circuits couplés

Les courbes de résonance des circuits couplés indiquent les variations du courant dans *le primaire et le secondaire en fonction de* la fréquence de la tension appliquée au primaire. L'amplitude de la tension appliquée au primaire est supposée constante et l'accord des deux circuits invariable, et réalisé sur une même fréquence f_r.

La forme des courbes de résonance des circuits couplés *dépend du coefficient de couplage* entre ces circuits et de leur coefficient de surtension.

Les courbes qui présentent le plus d'intérêt sont celles qui montrent la variation du courant dans le secondaire. Avec deux circuits donnés, dont le coefficient de surtension est, *respectivement, Q_1 et Q_2, le courant dans* le secondaire croît avec le couplage et atteint le maximum pour le coupage critique défini par la relation

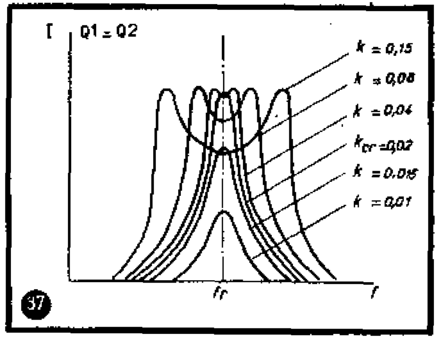
$$k_{cr} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}. \qquad (109)$$

Lorsque le couplage critique est dépassé, les courbes de résonance du courant secondaire commencent à présenter un creux dont le *minimum*, de plus en plus prononcé, correspond à la fréquence f_r. La courbe de résonance présente alors l'aspect caractéristique à deux bosses (fig. 37).

En choisissant convenablement les valeurs de **k** et de Q, nous pouvons obtenir une courbe à sommet pratiquement plat ou ne présentant *qu'un creux* insignifiant, ce qui assure une transmission à peu près uniforme d'une certaine bande de fréquences.

Un tel ensemble de circuits couplés s'appelle alors **filtre de bande.**

La largeur de la courbe à son sommet, dans



37

le cas de deux circuits couplés, est surtout déterminée par le coefficient du couplage **k**, tandis que la linéarité de ce sommet dépend principalement du coefficient de surtension Q des circuits : les valeurs élevées de **k** correspondent à des sommets larges ; les valeurs élevées de Q donnent deux bosses nettement prononcées ; les valeurs faibles de Q provoquent un arrondissement du sommet.

Lorsqu'il s'agit d'un calcul approximatif, et dans le cas où Q_1 et Q_2 ont à peu près la même valeur, ce qui est généralement vrai dans la pratique, nous pouvons admettre la règle suivante :

Il est possible, pour la courbe de résonance de deux circuits couplés, accordés sur une même fréquence f_r, d'obtenir un sommet suffisamment plat dont la largeur ΔF_e peut être évaluée par la relation approximatixe suivante :

$$\Delta F_e = 1{,}2\ k f_r. \qquad (110)$$

où **k** est le coefficient de couplage effectif entre les deux circuits, coefficient qui sera dans ce cas égal à

$$k = 1{,}75\ k_{cr} = \frac{1{,}75}{\sqrt{Q_1 Q_2}}. \qquad (111)$$

Lorsque $Q_1 = Q_2 = Q$, c'est-à-dire lorsque les deux circuits sont identiques, nous avons

$$k = 1{,}75\ k_{cr} = \frac{1{,}75}{Q},$$

et alors

$$\Delta F_e = 2{,}1\ \frac{f_r}{Q} = 2{,}1\ \Delta F,$$

où ΔF est la bande passante de chaque circuit pris isolément. Par conséquent nous voyons que la bande passante de deux circuits couplés est, dans ces conditions, pratiquement deux fois plus large que celle d'un seul circuit.

Dans le cas où le coefficient de couplage entre les deux circuits (f_r et Q identiques) est égal au couplage critique k_{cr}, nous avons

$$\Delta F_e = 1{,}41\ \frac{f_r}{Q} = 1{,}41\ \Delta F. \qquad (112)$$

Autrement dit la bande passante n'est, dans ce cas, que de *40 % supérieure à celle d'un* circuit unique.

Enfin, lorsque le couplage entre les deux circuits identiques (même f_r et même Q) est égal à $k = 0{,}67\ k_{cr}$, nous avons

$$\Delta F_e = \Delta F \qquad (113)$$

très sensiblement. Autrement dit, la bande passante de l'ensemble des deux circuits est la même que celle d'un circuit unique.

Lorsque le coefficient de couplage diminue encore, l'ensemble fonctionne moins bien qu'un seul circuit, identique à ceux qui composent *le filtre de bande.*

Exemples. — Un filtre de bande est constitué par deux circuits identiques accordés sur 455 kHz. Quel doit être le coefficient de surtension de chaque circuit ($Q_1 = Q_2$) pour que le filtre laisse passer une bande de fréquences $\Delta F_e = 8$ kHz, en admettant que le coefficient de couplage est $k = 1{,}75\ k_{cr}$.

Nous avons

$$k = \frac{\Delta F_e}{1{,}2\ f_r} = \frac{8}{455\ .\ 1{,}2} = 0{,}0146.$$

Cela nous permet de calculer $Q_1 = Q_2 = Q$

$$Q = \frac{1{,}75}{0{,}0146} = 120.$$

Circuits couplés dont le coefficient de couplage est voisin de k = 1 (transformateurs à noyau magnétique).

Lorsque le coefficient de couplage **k** est *sensiblement égal à* 1, nous avons, d'après les relations (21) et (108)

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{w_2}{w_1} = n \qquad (114)$$

ou

$$E_2 = \frac{w_2}{w_1}\ E_1 = nE_1. \qquad (115)$$

Autrement dit, le rapport des forces électromotrices des enroulements (ou, approximativement, des tensions) d'un transformateur à noyau magnétique est égal au rapport de transformation ou, suivant le cas, à son *inverse.*

Exemples. — Le rapport d'un transformateur élévateur est $n = 2{,}5$. On applique au primaire une tension de 10 volts. Quelle est la *tension au secondaire ?*

La réponse est immédiate

$$2{,}5 \times 10 = 25 \text{ volts.}$$

Le nombre de spires au primaire d'un transformateur, *alimenté par 115 volts*, est $w_1 = 500$. Combien de spires il faudrait prévoir pour un secondaire qui devrait fournir 6,3 volts ?

Nous cherchons d'abord le rapport de transformation **n**

$$n = \frac{115}{6{,}3} = 18{,}25.$$

Et puisque nous avons la relation

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{500}{w_2} = 18{,}25,$$

nous en tirons

$$w_2 = \frac{500}{18{,}25} = 27{,}4 \text{ spires.}$$

Soit un transformateur d'alimentation dont le schéma nous est donné par la figure 38. Son primaire, prévu pour 115 volts, comporte 380 spires. Calculer le nombre de spires pour chacun des trois secondaires, dont les tensions sont indiquées par le schéma.

Puisque nous avons la relation

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{w_2}{w_1},$$

nous pouvons y intervertir les extrêmes et écrire

$$\frac{w_1}{E_1} = \frac{w_2}{E_2},$$

relation qui définit ce que l'on appelle le **nombre de spires par volt.**

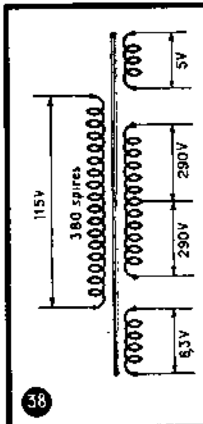
Par conséquent, dans notre cas

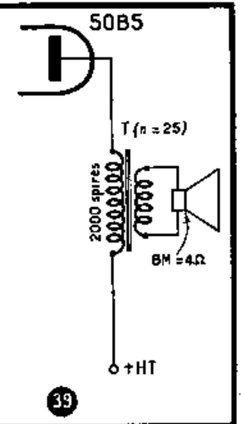
$$\frac{w_1}{E_1} = \frac{380}{115} = 3{,}3.$$

Il suffit ensuite de multiplier les tensions des différents secondaires par le nombre de spires par volt pour obtenir le nombre de spires total pour chaque secondaire. Nous avons ainsi :

Pour 5 volts, $5 \times 3{,}3 = 16{,}5$ spires ;
Pour 6,3 volts, $6{,}3 \times 3{,}3 = 20{,}8$ spires ;
Pour 290 volts, $290 \times 3{,}3 = 956$ spires.

Cela nous donne le nombre de spires théorique. Pratiquement, les chiffres ainsi trouvés doivent être augmentés de 10 % environ pour





tenir compte de la chute de tension inévitable.

Voici maintenant des exemples relatifs aux transformateurs de sortie des étages de puissance.

Soit une lampe 50B5, prévue pour fonctionner avec une charge $R_a = 2\,500$ ohms. Cette lampe est couplée, par l'intermédiaire d'un transformateur T (fig. 39) à une bobine mobile dont l'impédance est $R_b = 4$ ohms. Quel doit être le rapport n du transformateur T ?

D'après la formule (94) nous pouvons écrire

$$R_a = \frac{R_2}{n^2},$$

mais comme ici $R_2 = R_b = 4$ et $R_a = 2\,500$, nous avons

$$2\,500 = \frac{4}{n^2},$$

d'où

$$n = \sqrt{\frac{4}{2\,500}} = \frac{2}{50} = \frac{1}{25}.$$

Autrement dit, si nous avons 2 000 spires au primaire, nous devrons avoir

$$2\,000 \times n = 80 \text{ spires}$$

au secondaire.

Enfin, encore un exemple. Quelle est la résistance de charge R_a d'une lampe finale connectée à une bobine mobile d'impédance $R_b = 3$ ohms à travers un transformateur de rapport $n = 50$?

Nous avons immédiatement

$$50 = \sqrt{\frac{R_a}{3}},$$

d'où
$$2\,500 = \frac{R_a}{3}$$

et $$R_a = 2\,500 \times 3 = 7\,500 \text{ ohms.}$$

Pratiquement, les impédances des bobines mobiles se situent entre 2 et 5 ohms, tandis que l'impédance de charge d'un tube final est comprise le plus souvent entre 2 500 et 7 000 ohms.

AMPLIFICATEURS

Caractéristiques des tubes électroniques

Rendement électronique d'une cathode

On appelle ainsi l'intensité du courant de saturation (I_s) par watt de chauffage. Ce rendement est défini par la relation

$$H = \frac{I_s}{P_c}, \qquad (116)$$

où H est exprimé en **milliampères par watt** (mA/W), I_s en **ampères**, et où P_c désigne la puissance dépensée pour le chauffage de la cathode, en **watts**.

Caractéristiques et paramètres statiques des tubes électroniques

La **pente moyenne** de la caractéristique I_a/U_a d'une diode est donnée par la relation

$$S_m = \frac{I_s}{U_s}, \qquad (117)$$

où S_m *est la pente moyenne en* **milliampères par volt** (mA/V) ;

I_s est le courant de saturation en **milliampères** ;

U_s est la tension de saturation en **volts** (fig. 40).

Si le courant de saturation ne peut être atteint, il sera remplacé, dans la relation ci-dessus, par le courant maximum que peut fournir le tube (I_{max}).

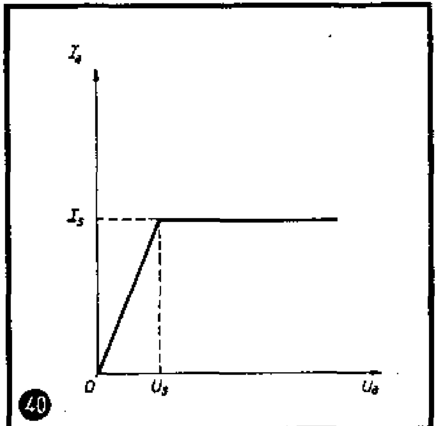
La **pente d'une faible portion de la caractéristique** I_a/U_a d'une diode (fig. 41) est donnée par la relation

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a}, \qquad (118)$$

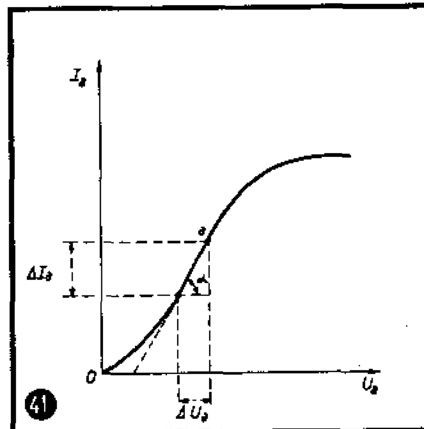
où S est la pente en mA/V ;

ΔU_a est la variation de la tension anodique, en **volts** ;

ΔI_a est la variation correspondante du courant anodique en **milliampères**.



40



41

La **résistance interne en courant alternatif** d'une diode est déterminée par :

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{1}{S} \qquad (119)$$

où R_i est exprimée en **ohms**, les autres facteurs étant les mêmes que dans la formule (118).

La **résistance en courant continu** d'une diode est donnée par la relation

$$R_{ic} = \frac{U_a}{I_a}. \qquad (120)$$

Entre R_i et R_{ic} nous avons, par ailleurs les relations suivantes :

$$R_{ic} \approx 1,5 \; R_i \; ;$$
$$R_i \approx 0,66 \; R_{ic}. \qquad (121)$$

L'action simultanée des tensions appliquées à l'anode et à la grille d'une triode peut être assimilée à l'action d'une tension résultante, appliquée à la grille, qui est donnée par la formule

$$U_{res} = U_g + D\,U_a, \qquad (122)$$

où U_g est la tension appliquée à la grille (**volts**) ;

U_a est la tension appliquée à l'anode (**volts**) ;

D est ce que nous appellerons la **perméabilité du tube** (allemand : Durchgriff), c'est-à-dire un coefficient.

La tension de grille pour laquelle le courant anodique s'annulle s'appelle **tension de cut-off**, et nous la désignerons par la relation

$$U_{g0} = -D\,U_a. \qquad (123)$$

La **perméabilité** d'un tube (fig. 42) est déterminée par la formule

$$D = -\frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} = -\frac{AB}{U_{a1} - U_{a2}}, \qquad (124)$$

à condition que I_a reste constant, ou, en pourcent, par la relation

$$D \text{ (en \%)} = 100 \, \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a}. \qquad (125)$$

Le **coefficient d'amplification** μ d'une triode est égal à l'inverse de la perméabilité, c'est-à dire

$$\mu = \frac{1}{D}. \qquad (126)$$

La **pente** de la caractéristique d'une triode est donnée par la relation

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} = \frac{BC}{AB}, \qquad (127)$$

la tension d'anode U_a restant constante (fig. 42).

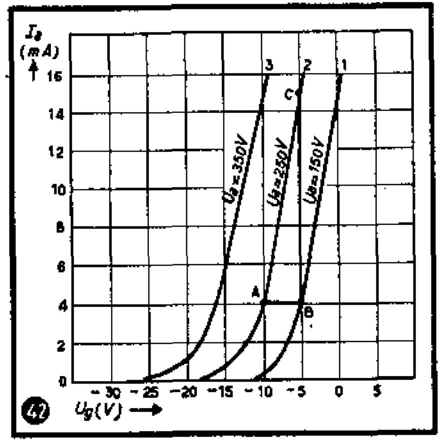
La **résistance interne en courant alternatif** d'une triode est définie par la formule

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{U_{a2} - U_{a1}}{BC} \qquad (128)$$

la tension de grille U_g restant constante (fig. 42).

La **résistance interne en courant continu** d'une triode est définie par

$$R_{ic} = \frac{U_a}{I_a}. \qquad (129)$$



42

Entre la pente, la perméabilité et la **résistance interne** d'un tube **nous avons la relation** fondamentale suivante

$$S\,D\,R_i = 1, \qquad (130)$$

dans laquelle la pente est exprimée en **ampère par volt** et R_i en **ohms**.

Si nous faisons intervenir le coefficient d'amplification μ, nous avons

$$S\,R_i = \mu. \qquad (131)$$

Exemples. — Déterminer les paramètres de la valve 5Y3 G pour la partie rectiligne de la caractéristique (fig. 43).

Il suffit de noter les tensions (U_a) et les courants (I_a) pour deux points, par exemple 1 et 2, de la portion rectiligne de la caractéristique.

Nous avons

$$U_{a1} = 35\ \text{V} \quad ; \quad U_{a2} = 56\ \text{V} \quad ;$$
$$I_{a1} = 53\ \text{mA} \quad ; \quad I_{a2} = 110\ \text{mA}.$$

Par conséquent

$$S = \frac{110 - 53}{56 - 35} = \frac{57}{21} = 2{,}72\ \text{mA/V} \ ;$$

$$R_i = \frac{1}{S} = \frac{1}{2{,}72 \ .\ 10^{-3}} = 368\ \text{ohms} \ ;$$

$$R_{ic} = 1{,}5\ R_i = 550\ \text{ohms}.$$

La perméabilité d'une triode est $D = 6\ \%$, la tension résultante de grille (U_{res}) étant de 10,4 volts et la polarisation de grille $U_g = -4$ volts. Déterminer

a. — La tension d'anode U_a ;

b. — La tension de « cut-off » U_{go}.

Pour la première nous avons

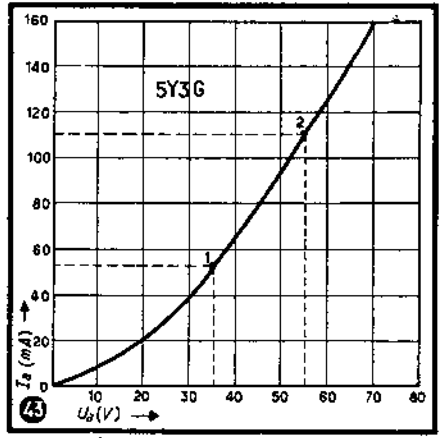
$$U_a = \frac{U_{res} - U_g}{D} = \frac{10{,}4 + 4}{0{,}06} = 240\ \text{volts}.$$

Pour la seconde

$$U_{go} = -DU_a = -0{,}06\ .\ 240 = -14{,}4\ \text{volts}.$$

Pour la portion rectiligne de la caractéristique U_g/I_a d'une triode nous avons les chiffres suivants (fig. 42) :

Si $U_a = 150$ V :



$I_a = 4$ mA pour $U_g = -5$ V ;

Si $U_a = 250$ V :

$I_a = 14{,}8$ mA pour $U_g = -5$ V ;

$I_a = 4$ mA pour $U_g = -10$ V.

On demande de calculer d'après ces données, la pente de la lampe, la résistance interne R_i (en alternatif) et R_{ic} (en continu), la perméabilité D et le coefficien d'amplification μ.

D'après la formule (127) nous avons la pente S

$$S = \frac{B\,C}{A\,B} = \frac{10{,}8}{5} = 2{,}16\ \text{mA/V}.$$

La résistance R_i est donnée par la relation (128), c'est-à-dire

$$R_i = \frac{U_{a2} - U_{a1}}{B\,C} = \frac{250 - 150}{0{,}0108} = 9300\ \text{ohms}$$

La résistance R_{ic} (en continu) varie suivant le point que nous choisissons sur le réseau de courbes de la figure 42.

C'est ainsi que $R_{ic} = 62\,500$ ohms pour le point A, 37 500 ohms pour le point B et 17 000 ohms pour le point C.

La perméabilité D est, en pour cent (d'après la formule 125),

$$D = 100\,\frac{5}{100} = 5\ \%.$$

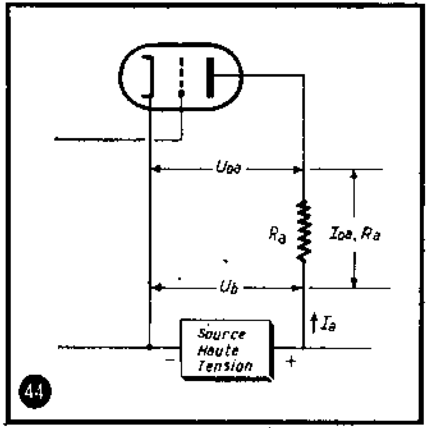
Enfin, le coefficient d'amplification μ est

$$\mu = \frac{1}{D} = \frac{100}{5} = 20.$$

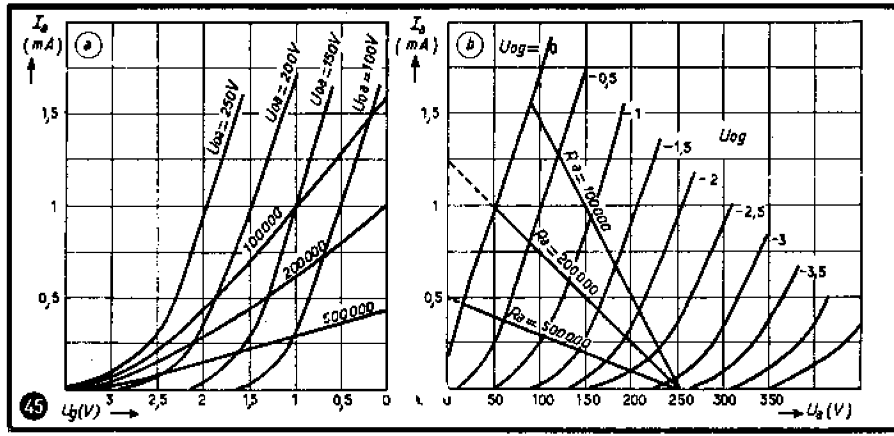
Caractéristiques et paramètres dynamiques des tubes électroniques

Lorsque la source de tension anodique est connectée directement entre l'anode et la cathode de la lampe, la tension à l'anode de cette lampe est égale à la tension de la source et les caractéristiques de grille et d'anode sont des caractéristiques statiques.

Dans tout ce qui va suivre nous allons adopter, pour les tensions et les courants des circuits d'un tube, les notations suivantes :



44



45

U_o — tension continue d'anode ;

I_o — courant continu d'anode ;

U_b — tension de la source de tension anodique ;

u — valeur instantanée d'une tension alternative ;

U — amplitude d'une tension alternative ;

i — valeur instantanée d'une intensité alternative ;

I — amplitude d'une intensité alternative.

Lorsqu'une résistance pure R_a est intercalée dans le circuit anodique d'un tube amplificateur (fig. 44), la tension appliquée à l'anode de ce tube est égale à

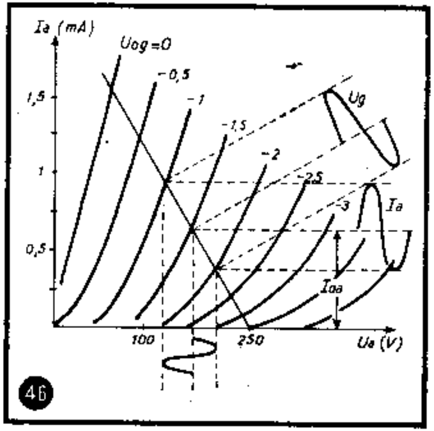
$$U_{oa} = U_b - I_{oa} \cdot R_a. \qquad (132)$$

Dans ces conditions les variations du courant anodique n'ont pas lieu suivant les caractéristiques statiques, mais suivant ce qu'on appelle **caractéristiques dynamiques.**

Les caractéristiques dynamiques U_g/I_a (fig. 45 a) peuvent être tracées soit en se basant sur l'équation (132), soit d'après les caractéristiques dynamiques U_a/I_a. Pour cela, on utilisera un réseau de courbes U_a/I_a statiques et on tracera les différentes caractéristiques suivant la résistance de charge (R_a) adoptée.

Les caractéristiques dynamiques d'anode (fig. 45 b) sont des droites qui peuvent être tracées si l'on connaît la valeur de la résistance de charge (R_a) et celle de la tension de la source H.T. (U_b). Pour cela on prend sur l'axe U_a un point qui correspond à U_b, et sur l'axe I_a un autre point qui correspond à U_b/R_a. En joignant ces deux points on obtient une droite qui représente la caractéristique dynamique pour la valeur donnée de R_a.

Si l'on applique à la grille du tube, en plus



de la tension continue U_{og} (polarisation), une tension alternative sinusoïdale $u_g = U_g \sin \omega t$ (fig. 46), nous aurons, **en absence de la résistance de charge** ($R_a = 0$),

$$i_a = S\, u_g, \qquad \textbf{(133)}$$

où S représente la pente statique du tube. L'amplitude du courant anodique sera

$$I_a = S\, U_g, \qquad (134)$$

où U_g est l'amplitude de la tension alternative appliquée à la grille.

Si le circuit anodique du tube comporte une résistance pure R_a, l'amplitude de la composante alternative de la tension d'anode sera

$$U_a = I_a\, R_a. \qquad (135)$$

L'amplitude de la composante alternative de la tension résultante de grille sera

$$U_{g\,res} = U_g - \frac{U_a}{\mu} \qquad (136)$$

où μ est le coefficient d'amplification (statique).

L'amplitude du courant anodique est donnée par la relation

$$I_a = \frac{\mu\, U_g}{R_i + R_a}, \qquad (137)$$

où R_i est la résistance interne du tube en alternatif.

Le **coefficient d'amplification dynamique** du tube ou de l'étage est

$$K = \frac{U_a}{U_g} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a}} = \frac{\mu\, R_a}{R_i + R_a}. \qquad (138)$$

Dans le cas où la charge anodique n'est pas une résistance pure et comporte une composante réactive, elle doit être additionnée vectoriellement avec R_i et désignée par Z_a.

Tout tube travaillant dans la portion rectiligne de sa caractéristique peut être assimilé à un générateur de courant alternatif, de force électromotrice $\mu\, U_g$ et de résistance interne R_i, branchée en série avec la résistance de charge R_a.

L'amplitude de la composante alternative du courant anodique peut être également calculée par la relation suivante, qui est un aspect particulier de la formule (137),

$$I_a = S_d\, U_g. \qquad (139)$$

où S_d est la **pente dynamique** de la caractéristique donnée par la relation

$$S_d = \frac{R_i\, S}{R_i + R_a}. \qquad (140)$$

Le coefficient d'amplification dynamique K se rapproche du coefficient statique μ lorsque R_a est plusieurs fois supérieure à R_i, comme on le voit d'après la formule (138).

Le coefficient d'amplification, ou comme on dit **gain**, d'un étage à triode n'augmente pas sensiblement lorsqu'on augmente R_a au-delà de 4 R_i.

Lorsqu'il s'agit de lampes à plusieurs électrodes (penthodes p. ex.), la résistance de charge R_a est presque toujours de beaucoup inférieure à R_i.

Dans ce cas, le gain de l'étage peut être calculé, approximativement, par la formule

$$K = S\, R_a \qquad (141)$$

où S est la pente statique de la lampe.

Exemples

1. — La résistance de charge d'anode d'une lampe est $R_a = 10\,000$ ohms, la haute tension fournie par le redresseur étant $U_b = 250$ volts. Tracer la caractéristique dynamique d'anode (appelée également **droite de charge**).

L'un des points de cette droite correspondant à $I_{oa} = 0$, se trouve sur l'axe U_a, et coïncide avec le point 250 volts, puisque la chute de tension dans la résistance R_a est alors nulle. L'autre point, correspondant à $U_a = 0$, se trouve sur l'axe I_a et coïncide avec le point de cet axe tel que

$$\frac{U_b}{R_a} = \frac{250}{10\,000} = 0{,}025 \text{ A} = 25 \text{ mA}.$$

La figure 47 montre l'allure de la droite de charge ainsi tracée.

2. — La résistance de charge anodique d'une triode est $R_a = 0{,}2$ MΩ. La haute tension disponible est de 300 volts et le courant anodique, au repos, est de 0,8 mA. On demande de déterminer :

a. — La tension réelle appliquée à l'anode ;

b. — L'amplitude de la composante alternative de la tension anodique lorsque la composante alternative du courant anodique est 0,4 mA.

Pour la première question, la réponse est immédiate. La tension réelle appliquée à l'anode (U_{oa}) sera

$$U_{oa} = 300 - (200\,000 \times 0{,}0008) = 300 - 160 = 140 \text{ V}.$$

Pour la seconde question, la charge étant une résistance pure, il suffit de calculer la chute de tension (alternative) produite à ses bornes par la composante de 0,4 mA (0,0004 A), ce qui nous donne

$$U = 200\,000 \times 0{,}0004 = 80 \text{ volts.}$$

3. — Une penthode finale possède, au point de fonctionnement, une pente de 9,5 mA/V, sa résistance interne étant de 50 000 ohms. On demande de trouver :

a. — La pente dynamique de la lampe lorsque cette dernière travaille sur une charge inductive de 7000 ohms ;

b. — L'amplitude de la composante alternative du courant anodique lorsqu'on applique *à la grille de la lampe une tension alternative* dont l'amplitude est de 4 volts ;

c. — L'amplitude de la tension alternative dans le circuit anodique de la lampe.

Pour la première question nous utiliserons la formule (140), mais en tenant compte du fait que la charge anodique $Z_a = 7000$ ohms est inductive et que, par conséquent, elle doit être additionnée vectoriellement avec la résistance interne R_i. Autrement dit

$$R_i + Z_a = \sqrt{R_i^2 + Z_a^2} = \sqrt{25 \cdot 10^8 + 49 \cdot 10^6} = 10^3\sqrt{2549} = 50\,490 \text{ ohms.}$$

Donc, la pente dynamique sera

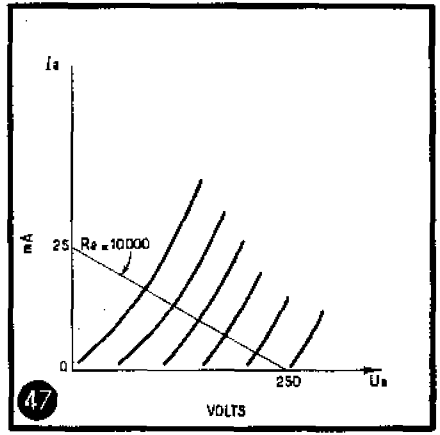
$$S_d = \frac{50\,000 \times 0{,}0095}{50\,490} = 0{,}0094 \text{ A/V environ,}$$

soit 9,4 mA/V.

Si l'on applique une tension alternative U_g, dont l'amplitude est de 4 volts, sur la grille de la lampe, l'amplitude de la composante alternative du courant anodique sera donnée par la formule (139)

$$I_a = S_d \cdot U_g = 0{,}0094 \times 4 = 0{,}0376 \text{ A}$$

c'est-à-dire 37,6 mA.



Enfin, l'amplitude de la tension alternative dans le circuit anodique sera

$$U_a = I_a \cdot Z_a = 0{,}0376 \times 7000 = 263 \text{ volts.}$$

4. — Un élément de la ECC 40 (double triode) possède au point de fonctionnement un coefficient d'amplification statique $\mu = 30$, et sa résistance interne est $R_i = 11\,000$. On demande de déterminer la valeur de la résistance de charge R_a de façon que le gain en tension soit de 10 (K = 10), et de calculer la pente dynamique dans ces conditions.

Nous avons, d'après la formule (138),

$$K = 10 = \frac{30\ R_a}{11\ 000 + R_a}$$

donc

$$110\ 000 + 10\ R_a = 30\ R_a.$$

Par conséquent

$$R_a = \frac{110\ 000}{20} = 5500\ \text{ohms}.$$

La pente statique de la lampe est

$$S = \frac{\mu}{R_i} = \frac{30}{11\ 000} = 0{,}0027\ \text{A/V}$$
$$= 2{,}7\ \text{mA/V}.$$

Donc, la pente dynamique S_d est

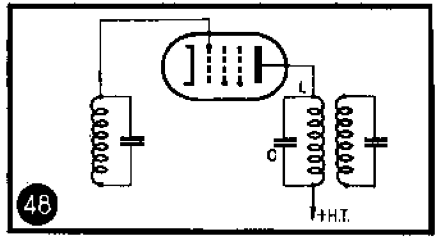
$$S_d = \frac{11\ 000 \times 0{,}0027}{11\ 000 + 5500} = 0{,}67 \times 0{,}0027$$
$$= 0{,}0018\ \text{A/V},$$

soit 1,8 mA/V.

5. — Un amplificateur M.F. comporte une lampe et un transformateur dont le primaire fait partie du circuit anodique de la lampe (fig. 48). On admet que la charge Z_a de la lampe est constituée par l'impédance du circuit L-C. dont les caractéristiques sont

$$L = 615\ \mu\text{H}$$
$$C = 200\ \text{pF}$$
$$R = 20\ \text{ohms}.$$

La résistance R désigne la résistance en haute fréquence, c'est-à-dire l'ensemble des pertes H.F. et de la résistance ohmique.



48

On demande de fixer l'ordre de grandeur du gain de l'étage avec les lampes suivantes

EF41	(S = 2,2 mA/V) ;
EF85	(S = 6 mA/V) ;
1T4	(S = 0,8 mA/V).

Il faut, avant tout, calculer l'impédance à la résonance (Z_r) du circuit L-C, d'après la formule (87), et pour cela déterminer la fréquence de résonance f, ainsi que la réactance X_L ou la capacitance X_C. Nous avons, en mégahertz,

$$f = \frac{159}{\sqrt{LC}} = \frac{159}{\sqrt{123\ 000}} = \frac{159}{351}$$
$$= 0{,}455\ \text{MHz environ}$$

soit 455 kHz.

Nous avons alors, puisque $L = 6{,}15 \cdot 10^{-4}$ henry, et $\omega = 2\pi f = 2{,}86 \cdot 10^6$

$$X_L = L\omega = 17{,}6 \cdot 10^2 = 1760\ \text{ohms}.$$

L'impédance à la résonance Z_r sera alors

$$Z_r = \frac{X_L^2}{R} = \frac{3\ 100\ 000}{20} = 155\ 000\ \text{ohms}.$$

Le gain de l'étage sera donc, d'après la formule (141) :

Avec une EF41

$$K = 0{,}0022 \times 155\ 000 = 340.$$

Avec une EF85

$$K = 0{,}006 \times 155\ 000 = 930.$$

Avec une 1T4

$$K = 0{,}0009 \times 155\ 000 = 140.$$

Cœfficient d'amplification total d'un amplificateur à plusieurs étages

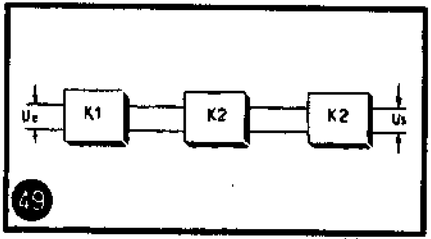
Le gain total K d'un ensemble de plusieurs étages amplificateurs en cascade (fig. 49) est donné par la formule

$$K = \frac{U_s}{U_e} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \ldots K_n, \quad (142)$$

où K_1, K_2 etc... représentent le gain du premier, du deuxième, etc... étage.

Exemple

Le gain total d'un amplificateur est K = 1000. Quelle est la tension U_e qu'il faut appliquer à l'entrée pour obtenir 1 volt à la sortie ($U_s = 1$).



Nous avons, d'après (142)

$$1000 = \frac{1}{U_e}$$

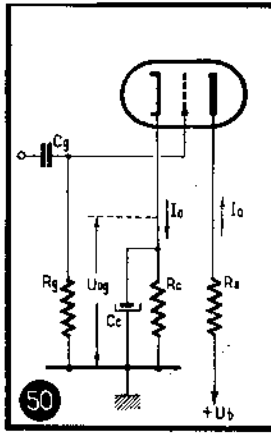
et

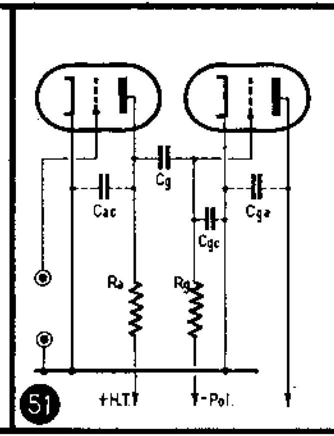
$$U_e = \frac{1}{1000} = 0{,}001 \text{ volt} = 1 \text{ mV}.$$

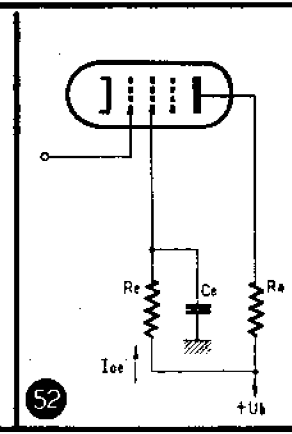
Amplificateurs de basse fréquence

Amplificateurs de basse fréquence à résistances

Aux fréquences moyennes (vers 400 Hz) le gain K maximum d'un étage amplificateur à résistances est (fig. 50)







$$K = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a}} = S_d R_a. \quad (143)$$

La résistance R_c, introduite dans le circuit de cathode de la lampe pour obtenir la polarisation automatique de la grille, sera calculée par la relation

$$R_c = \frac{U_{og}}{I_o}, \qquad (144)$$

dans laquelle U_{og} est la valeur absolue de la polarisation de grille nécessaire (**en volts**), et I_o le courant anodique de repos de la lampe (en **ampère**).

La capacité C_c qui shunte la résistance de polarisation R_c sera choisie en fonction de l'amplification que l'on veut obtenir aux fréquences basses.

Si l'on veut amplifier correctement à partir de 30 p/s, la valeur approximative de C_c (en **microfarads**), sera donnée par la formule

$$C_c = \frac{53\,000}{R_c} \qquad (145)$$

Si l'on se contente d'une amplification correcte **à partir de 50-60 p/s**, la valeur de C_c sera, approximativement,

$$C_c = \frac{25\,000}{R_c} \qquad (146)$$

Si l'étage amplificateur considéré est couplé avec l'étage suivant (fig. 51), on peut calculer son gain approximatif aux fréquences moyennes par la formule (143) indiquée plus haut, mais on obtient un résultat plus juste en tenant compte de l'influence de R_g et en remplaçant, par conséquent, R_a par

$$R'_a = \frac{R_a\,R_g}{R_a + R_g}$$

dans la formule (143).

Pour que le **gain de l'étage à la fréquence la plus basse f_b**, fixée d'avance, ne soit pas inférieur de plus de 30 % par rapport au gain aux fréquences moyennes, il faut que

$$C_g \geqslant \frac{10^6}{2\,\pi\,f_b\,R_g} \qquad (147)$$

Pour que le gain de **l'étage** à la fréquence la plus basse ne soit pas inférieur de plus de 5 % par rapport au gain aux fréquences moyennes, il faut que

$$C_g \geqslant \frac{3 \cdot 10^6}{2\,\pi\,f_b\,R_g} \qquad (148)$$

Dans les deux formules ci-dessus C_g est exprimé en **microfarads**.

La **limite supérieure des fréquences amplifiées** dépend de la capacité qui shunte la résistance de charge d'anode R_a. **Pour une triode** (fig. 51) cette capacité est donnée par la formule

$$C_a = C_o + C_{gc} + C_{ac} + C_{ga}\,(1 + K) \quad (149)$$

où C_o est la capacité parasite des connexions d'anode et de grille par rapport à la cathode c'est-à-dire, pratiquement, par rapport à la masse ;

C_{gc} est la capacité grille-cathode de la lampe suivante ;

C_{ac} est la capacité anode-cathode de la lampe ;

C_{ga} est *la capacité grille-anode de la lampe* suivante ;

K est le gain de l'étage suivant.

Pour une penthode nous avons

$$C_a \approx C_o + C_{gc} + C_{ge} + C_{ac}, \qquad (150)$$

relation où tous les symboles ont la même signification que dans (149) et où C_{ge} désigne la capacité interne grille de commande-grille écran de la lampe suivante.

Pour que le **gain de l'étage à la fréquence la plus élevée f_h**, fixée d'avance, ne soit pas inférieur de plus de 30 % par rapport au gain aux fréquences moyennes, il faut que

$$R \leqslant \frac{1}{2\,\pi\,f_h\,C_a}, \qquad (151)$$

où R désigne en **ohms**, l'expression suivante

$$R = \frac{1}{\dfrac{1}{R_i} + \dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{R_g}} \qquad (152)$$

Par approximation, en négligeant $1/R_g$ toujours très faible, on peut écrire

$$R \approx \frac{R_a\,R_i}{R_a + R_i} = R'. \qquad (153)$$

Pour que le gain de l'étage à la fréquence la plus élevée ne soit pas inférieur de plus de 5 % par rapport au gain aux fréquences moyennes, il faut que

$$R \leqslant \frac{1}{6\,\pi\,f_h\,C_a} \qquad (154)$$

Lorsque la lampe *amplificatrice est une* penthode, la **résistance-série à prévoir dans le circuit d'écran** se calcule par la relation

$$R_e = \frac{I_{oe}}{U_b - U_{oe}} \qquad (155)$$

où R_e est la résistance en **ohms** (fig. 52) ;
U_b la tension de la source H.T. en **volts** ;
U_{oe} la tension continue normalement appliquée à l'écran, en **volts** ;
I_{oe} la composante continue du courant d'écran, en **ampère.**

Le **condensateur de découplage** C_e (fig. 52) **de l'écran** doit avoir une capacité donnée par la relation

$$C_e \geqslant \frac{50 \cdot 10^6}{2\,\pi\,f_b\,R_e}, \qquad (156)$$

où C_e est exprimé en **microfarads.**

Exemples

1. — Le courant anodique d'une penthode finale est $I_{oa} = 36$ mA, et son courant écran est $I_{oe} = 5$ mA. Calculer la résistance R_c qu'il est nécessaire d'intercaler dans le circuit de cathode pour obtenir une polarisation $U_{og} =$ — 6 volts.

Le courant total qui traversera la résistance R_c sera

$$I_{oa} + I_{oe} = 41 \text{ mA} = 0{,}041 \text{ A}.$$

Pour obtenir une chute de tension de 6 volts, il faut une résistance telle que

$$R_c = \frac{6}{0{,}041} = 146 \text{ ohms},$$

soit 150 ohms en chiffre rond.

2. — Un étage amplificateur utilise une lampe 6AU6 montée en triode, dont les caractéristiques sont

$$R_i = 7500 \text{ ohms} ;$$
$$R_a = 50\,000 \text{ ohms} ;$$
$$\mu = 36 ;$$
$$R_g = 500\,000 \text{ ohms}.$$

La diminution du gain aux fréquences extrêmes ne doit pas dépasser 30 %. On demande de calculer

a. — Le gain de l'étage (K) aux fréquences moyennes ;

b. — La valeur de C_g si la fréquence extrême inférieure est $f_b = 25$ p/s ;

c. — La valeur maximum de la capacité C_s si la fréquence extrême supérieure est $f_h = 10\,000$ p/s.

d. — La valeur du condensateur C_c shuntant la résistance de cathode R_c, en admettant que la valeur de cette dernière soit de 1000 ohms.

Le gain de l'étage aux fréquences moyennes est donné par la formule (143) dans laquelle on remplace R_a par R'_a telle que

$$R'_a = \frac{50\,000 \times 500\,000}{550\,000} = \frac{25 \cdot 10^{9}}{5{,}5 \cdot 10^{5}} = 4{,}55 \cdot 10^{4}$$

soit 45 500 ohms. Le gain est alors

$$K = \frac{36 \times 45\,500}{53\,000} = 31$$

La valeur minimum de la capacité C_g sera donnée par la formule (147)

$$C_g \geqslant \frac{10^{6}}{157 \times 5 \cdot 10^{5}} = \frac{10}{785} = 0{,}0128 \ \mu F.$$

On prendra donc un condensateur de 0,02 μF. La valeur maximum de la capacité C_s peut être déduite de la relation (151) et nous devons avoir, tout au plus,

$$C_s = \frac{1}{62\,800 \times 6500}$$
$$= \frac{10^{-8}}{4{,}1} = 0{,}244 \cdot 10^{-8}$$
$$= 2440 \cdot 10^{-12} \text{ farad}$$

soit 2440 pF.

La valeur du condensateur C_c sera donnée par la formule (145). On augmentera légèrement la valeur trouvée puisqu'il s'agit de 25 p/s et non de 30 p/s. Donc

$$C_c = \frac{53\,000}{1000} = 53 \ \mu F.$$

3. — On se propose de construire un amplificateur utilisant une 6AU6, montée en penthode, suivie d'une 6AQ5. On veut, par ailleurs, en déterminer les éléments de façon que le gain à $f_h = 15\,000$ p/s soit de 5 % seulement inférieur au gain à 400 p/s. On demande donc de calculer :

a. — La valeur de C_s, sachant que

$$C_o = 20 \text{ pF} ;$$
$$C_{gc} + C_{ge} = 8 \text{ pF} ;$$
$$C_{ae} = 5 \text{ pF} ;$$

b. — Quelle est la valeur maximum admissible pour la résistance de charge R_a si la résistance $R_g = 250\,000$ ohms et si la résistance interne de la 6AU6 montée en penthode est $R_i = 1{,}5$ MΩ ?

La valeur de C_s, puisque la lampe suivante est une tétrode, est

$$C_s = C_o + C_{gc} + C_{ge} + C_{ae} = 33 \text{ pF}.$$

Nous devons, par ailleurs, avoir

$$R \leqslant \frac{1}{6\pi \times 15\,000 \times 33 \cdot 10^{-12}}$$
$$\leqslant \frac{10^{7}}{96} = 105\,000 \text{ ohms}.$$

Or, nous avons, d'après (152),

$$R = \frac{1}{\dfrac{1}{1\,500\,000} + \dfrac{1}{R_a} + \dfrac{1}{250\,000}}$$

donc

$$\frac{1}{105\,000} = \frac{1}{1\,500\,000} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{250\,000}$$

Cela nous donne

$$\frac{1}{R_a} = 0{,}95 \,.\, 10^{-5} - 0{,}67 \,.\, 10^{-6} - 0{,}4 \,.\, 10^{-5}$$

$$= 10^{-5}\,(0{,}95 - 0{,}067 - 0{,}4)$$

$$= 0{,}48 \,.\, 10^{-5}$$

Par conséquent,

$$R_a = \frac{10^5}{0{,}48} = 210\,000 \text{ ohms.}$$

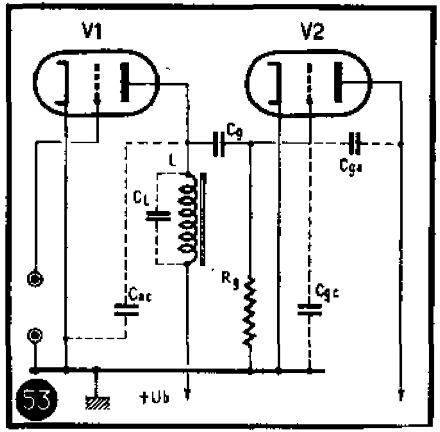
valeur limite supérieure pour la résistance de charge.

Amplificateurs de basse fréquence à inductances

Le gain K d'un étage amplificateur à inductance (fig. 53) peut être calculé, approximativement, par la formule suivante

$$K \approx \mu \sqrt{\frac{R^2 + (\omega L)^2}{(R_i + R)^2 + (\omega L)^2}} \,. \quad (157)$$

où R est la résistance ohmique de l'inductance, en **ohms** ;



ωL est la réactance de l'inductance, en **ohms**;

R_i est la résistance interne de la lampe, en **ohms.**

Dans le cas où la résistance ohmique de l'inductance est faible par rapport à sa réactance, nous avons

$$K \approx \frac{\mu \omega L}{\sqrt{R_i^2 + (\omega L)^2}} \,. \quad (158)$$

Les formules ci-dessus ne tiennent pas compte de l'influence de R_g de la lampe suivante.

Si la capacité C_g (fig. 53) est suffisamment grande, la **limite inférieure des fréquences amplifiées** f_b, la résistance interne de la lampe V_1 (R_i) et la self-induction de la bobine (L) sont liées par la relation

$$R_i = 2\,\pi\, f_b\, L.$$

La **limite supérieure des fréquences amplifiées**, f_h, dépend de la capacité-shunt C'_s, qui s'obtient à partir de la capacité C_s que nous avons vue plus haut en y ajoutant C_L (capacité répartie du bobinage).

La **fréquence de résonance** de l'inductance est donnée par la formule

$$f_r \approx \frac{1}{2\,\pi \sqrt{LC'_s}} \,. \quad (159)$$

A cette fréquence le gain de l'étage sera maximum.

Exemple

Un amplificateur monté suivant le schéma de la figure 53 utilise une triode (V_1) dont la résistance interne est de 11 000 ohms. On demande de calculer :

a. — La self-induction minimum de la bobine pour que la limite inférieure des fréquences amplifiées soit $f_b = 50$ p/s ;

b. — La fréquence de résonance f_r de l'inductance si la capacité-shunt totale est $C'_s = 50$ pF ;

c. — Le gain à 1000 p/s, le coefficient d'amplification de la lampe étant 30.

Pour calculer la self-induction minimum nous avons la relation

$$L = \frac{R_i}{2\pi f_b} = \frac{11\,000}{314} = 35 \text{ henrys.}$$

La fréquence de résonance f_r sera alors

$$f_r = \frac{1}{6{,}28\sqrt{35 \times 50 \,.\, 10^{-12}}} = \frac{10^6}{263} = 3800 \text{ p/s.}$$

Le gain de l'étage à 1000 p/s sera, d'après la formule (158) et en posant

$$\omega L = 6280 \times 35 = 220\,000 = 2{,}2 \,.\, 10^5,$$

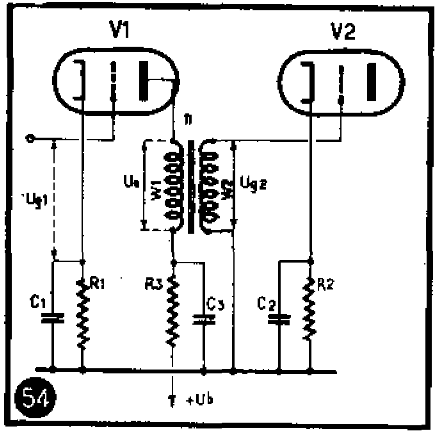
$$K = \frac{30 \,.\, 2{,}2 \,.\, 10^5}{\sqrt{121 \,.\, 10^8 + 4{,}8 \,.\, 10^{10}}} = \frac{6{,}6 \,.\, 10^6}{22 \,.\, 10^4} = 30$$

Amplificateurs de basse fréquence à transformateurs

Dans le cas général, le gain d'un étage amplificateur à transformateur (fig. 54) est donné par la formule

$$K = \frac{U_{g2}}{U_{g1}} = n \, \frac{U_a}{U_{g1}}, \qquad (160)$$

où $n = w_2/w_1$ = rapport de transformation, w_2 et w_1 étant, respectivement, le nombre de spires au secondaire et au primaire.



54

Pour les fréquences basses (inférieures à 800 p/s) et lorsque la lampe V_1 est une triode, le gain de l'étage est calculé par la relation

$$K_b \approx n\mu \, \frac{\omega L_1}{\sqrt{R_i^2 + (\omega L_1)^2}}, \qquad (161)$$

où L_1 est la self-induction du primaire en henrys. Dans cette formule, et aussi dans ce qui suit, la résistance ohmique du primaire est négligée.

La **limite inférieure des fréquences amplifiées, f_b**, est déterminée par la condition

$$R_i \leqslant 2\pi f_b L_1. \qquad (162)$$

La **limite supérieure des fréquences amplifiées, f_h**, dépend de la capacité C_t introduite par le secondaire au primaire et se trouve déterminée par la relation suivante

$$R_i \leqslant \frac{1}{2\pi f_h C_t}. \qquad (163)$$

La self-induction de dispersion L_d du transformateur et la capacité C_t déterminent la fréquence de résonance du circuit série équivalent L_d - C_t :

$$f_d = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d C_t}} \qquad (164)$$

où, suivant la formule (99),

$$L_d \approx L_1 (1 - k^2) = L_1 \sigma,$$

relation dans laquelle **k** désigne le coefficient de couplage et σ le coefficient de dispersion.

Suivant la formule (94 a) la capacité $C_t = C_s n^2$, où C_s désigne la capacité par laquelle est chargé le secondaire du transformateur. Par ailleurs, C_s est égale à la capacité répartie du secondaire augmentée de la capacité d'entrée de la lampe suivante.

Le gain de l'étage à la fréquence de dispersion f_d sera

$$Kd = \frac{n\mu}{2\pi f_d R_i C_t} = \frac{2\pi f_d L_1 \sigma n\mu}{R_i} \qquad (165)$$

où $n\mu = K_m$ = gain de l'étage aux fréquences moyennes.

Lorsqu'on utilise un schéma à alimentation parallèle (fig. 55), il se produit une résonance série sur une certaine fréquence basse. Cette fréquence de résonance est égale à

$$f_{rb} = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{L_1 C}} \qquad (166)$$

Le gain de l'étage sur cette fréquence est donné par la formule

$$K_{rb} = n\mu\,\frac{2\,\pi\,f_{rb}\,L_1}{R_i}, \qquad (167)$$

tandis que le gain aux fréquences moyennes est

$$K_m = \frac{n\mu\,R_a}{R_i + R_a}. \qquad (168)$$

Lorsque R_a est beaucoup plus grand que R_i nous avons

$$K_m = n\mu.$$

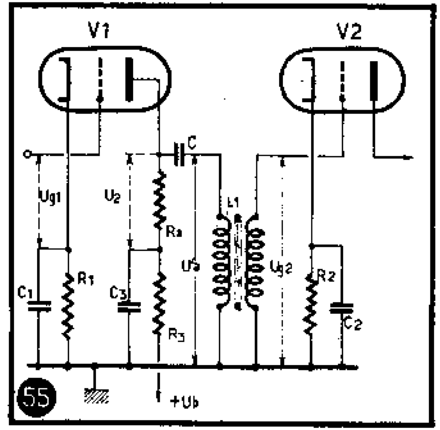
La formule (165) est valable également pour le schéma de la figure 55.

Si dans ce schéma nous nous arrangeons pour que la fréquence de résonance basse, f_{rb}, définie par la formule (166) soit égale à la fréquence limite inférieure, et la fréquence de résonance de dispersion, f_d, soit égale à la fréquence limite supérieure, le gain entre ces fréquences sera à peu près uniforme et égal au gain aux fréquences moyennes K_m.

Le gain aux fréquences extrêmes dépend de la qualité des circuits L_1 - C et L_d - C_t.

La qualité du circuit L_1 - C à la fréquence f_{rb} est donnée par la formule

$$Q_h = \frac{2\,\pi\,f_{rb}\,L_1}{R_i}, \qquad (169)$$



et le gain correspondant est

$$K_b = n\mu Q_b. \qquad (170)$$

La qualité du circuit L_d - C_t à la fréquence f_d est donnée par la formule

$$Q_b = \frac{2\,\pi\,f_d\,L_d\,\sigma}{R_i} \qquad (171)$$

et le gain correspondant est

$$K_h = n\mu Q_h. \qquad (172)$$

Pour avoir $K_b = K_m = K_h$ il est nécessaire de choisir les éléments du schéma de façon que

$$Q_b = Q_h = 1,$$

ce qui entraîne la relation

$$\frac{f_{rb}}{f_d} = \frac{f_b}{f_h} = \sigma. \qquad (173)$$

Exemples :

1. — Un étage amplificateur monté suivant le schéma de la figure 55 possède les caractéristiques suivantes :

μ = 20 ;
R_i = 7 700 ohms ;
n = 2 ;
L_1 = 25 henrys ;
R_a = 25 000 ohms ;
C = 0,5 μF.

On demande de calculer :

a. — La fréquence de résonance inférieure f_{rb} ;

b. — Le gain K_{rb} à cette fréquence.

La réponse à la prémière question est obtenue en appliquant la formule (166), ce qui nous donne :

$$f_{rb} = \frac{1}{6{,}28\,\sqrt{25 \times 0{,}5\,.\,10^{-6}}}$$

$$= \frac{1\,000}{22{,}2} = 45 \text{ p/s}.$$

L_1 étant exprimé en **henrys** et C en **farad.**

La formule (167) nous donne la réponse à la deuxième question :

$$K_{rb} = 2 \times 20 \times \frac{6,28 \times 45 \times 25}{7\,700} =$$

$$= 40 \times \frac{7100}{7700} = 40 \times 0,92 = 37 \text{ environ.}$$

2. — Un amplificateur monté suivant le schéma de la figure 54 amplifie une bande comprise entre les fréquences-limites suivantes :

$$f_b = 30 \text{ p/s} ;$$

$$f_h = 12\,000 \text{ p/s.}$$

Sachant que la résistance interne de la lampe utilisée est $R_i = 11\,000$ ohms, déterminer :

a. — Coefficient de self-induction du primaire du transformateur de liaison ;

b. — Capacité qui shunte le secondaire, en admettant que **n** = 1,5.

Pour la première question nous avons, d'après la relation (162),

$$L_1 = \frac{11\,000}{6,28 \times 30} = 58,5 \text{ henrys.}$$

Pour calculer la capacité-shunt, on commence par déterminer la capacité C_t introduite par le secondaire au primaire (163) :

$$C_t = \frac{1}{6,28 \times 12\,000 \times 11\,000} = 1,2 \cdot 10^{-9} =$$

$$= 1200 \text{ pF.}$$

Suivant la formule (94 a) nous avons alors, pour la capacité shunt C_s,

$$C_s = \frac{1200}{n^2} = \frac{1200}{2,25} = 535 \text{ pF.}$$

3. — Un amplificateur monté suivant le schéma de la figure 55 doit amplifier d'une façon régulière une bande de fréquences comprise entre 50 et 10 000 p/s. On demande de calculer :

a. — La valeur du coefficient de dispersion σ du transformateur ;

b. — La valeur minimum de la résistance interne R_i de la lampe si la self-induction primaire du transformateur est $L_1 = 40$ henrys ;

c. — Le rapport de transformation **n**, sachant que la capacité shuntant le secondaire (C_s) est de 120 pF.

Pour la première question nous appliquons la relation (173) et obtenons

$$\sigma = \frac{f_b}{f_h} = \frac{50}{10\,000} = 0,005 = 0,5\ \%.$$

Pour la deuxième question, nous partons de la condition $Q_b = 1$, ce qui nous donne

$$R_i = 6,28 \times f_b \times L_1 = 314 \times 40 = 12\,500 \text{ ohms.}$$

Enfin, pour la dernière question, nous avons, d'après la relation (163) et en posant $C_t = C_s\, n^2$,

$$R_i = \frac{1}{6,28 \times 10\,000 \times 120 \cdot 10^{-12} \times n^2} =$$

$$= \frac{10^{12}}{7,5 \cdot 10^6 \times n^2} = \frac{10^6}{7,5\, n^2}.$$

Cela nous donne

$$n^2 = \frac{10^6}{9,4 \cdot 10^4} = \frac{100}{9,4}$$

et

$$n = \frac{10}{3,06} = 3,28.$$

4. — Dans le montage de la figure 55 on désire obtenir sur la fréquence $f_b = 40$ p/s une amplification trois fois plus élevée à celle obtenue sur les fréquences moyennes. On demande de calculer :

a. — La valeur de la capacité C lorsque $L_1 = 30$ henrys ;

b. — La valeur maximum admissible de la résistance interne R_i, et la valeur correspondante de R_s.

La formule (166) nous donne immédiatement la réponse à la première question :

$$f_b = 40 = \frac{1}{6,28\sqrt{30\, C}},$$

d'où

$$C = \frac{1}{39,5 \times 30 \times 1600} = \frac{1}{1,9 \cdot 10^6} =$$

$$= 0,525 \cdot 10^6.$$

c'est-à-dire 0,525 μF, soit 0,5 μF en chiffre rond.

La valeur maximum de R_i est donnée par la relation (162), dont nous tirons

$$R_i = 6{,}28 \times 40 \times 30 = 7550 \text{ ohms}.$$

Pour trouver la valeur de R_a corespondante, nous pouvons faire le rapport

$$\frac{K_b}{K_m} = 3,$$

d'après les relations (167) et (168), ce qui nous donne

$$\frac{R_i (R_i + R_a)}{R_i R_a} = 3,$$

d'où

$$R_i = 2 R_a,$$

et

$$R_a = 3800 \text{ ohms environ}.$$

Etage de basse fréquence final

Lorsqu'un étage final est chargé par une résistance pure R_a, la puissance P délivrée par la lampe est donnée par les relations

$$P = \frac{U_a I_a}{2} = \frac{U_a^2}{2 R_a} = \frac{I_a^2 R_a}{2}, \qquad (174)$$

où U_a et I_a désignent l'amplitude de la tension et du courant, et où P est exprimée en watts.

La puissance délivrée peut s'exprimer également par la relation

$$P = \frac{U_g^2 \mu^2 R_a}{2 (R_i + R_a)^2}. \qquad (175)$$

Dans le cas particulier où $R_a = R_i$, la puissance délivrée est maximum et s'exprime par

$$P = \frac{U_g^2 \mu^2}{8 R_i}. \qquad (176)$$

Si la résistance R_a ne dissipe pas une puissance continue appréciable, due au passage du courant anodique, la puissance absorbée par l'étage final (P_o), la puissance utile délivrée (P) et la puissance dissipée sur l'anode (P_a) sont liées par la relation

$$P_o = P_a + P. \qquad (177)$$

Le rendement η d'un étage final est donné par la relation :

$$\eta = \frac{P}{P_o}. \qquad (178)$$

Lorsque le coefficient de distorsions non linéaires K_d d'un étage final a une valeur non négligeable, la puissance utile P est calculée par la relation :

$$P = \frac{I_1^2 R_a}{2}, \qquad (179)$$

où I_1 est l'amplitude de la fondamentale du courant anodique.

Pour les étages de sortie utilisant une triode de puissance (fig. 56-57), la résistance de charge R_a est choisie dans les limites telles que

$$R_a = 2 R_i \text{ à } 4 R_i \qquad (180)$$

Pour les étages de sortie utilisant une penthode de puissance (fig. 58), la résistance de charge R_a est choisie dans les limites telles que

$$R_a = 0{,}1 R_i \text{ à } 0{,}2 R_i \qquad (181)$$

Lorsqu'un étage de sortie doit travailler sur une certaine résistance de charge R_c, très différente de la résistance R_a définie par les relations ci-dessus, cette résistance doit être adaptée à la résistance interne de la lampe à l'aide d'un transformateur dont le rapport n sera calculé par la relation

$$R_a = \frac{R_c}{n^2},$$

c'est-à-dire

$$n = \sqrt{\frac{R_c}{R_a}}. \qquad (182)$$

Le coefficient de distorsions non linéaires K_d pour le courant anodique est déterminé par la formule

$$K_d = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \ldots}}{I_1}, \qquad (183)$$

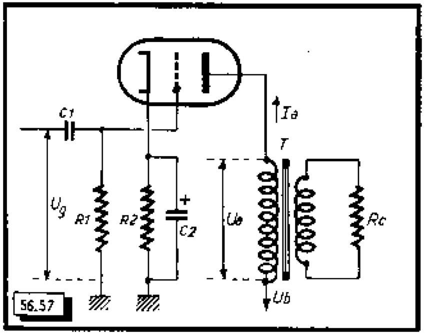
où I_1, I_2, I_3 etc. sont, respectivement, les amplitudes de la fondamentale, de la deuxième harmonique, de la troisième harmonique, etc.

La valeur des composantes I_1, I_2, I_3 etc. peut être déterminée graphiquement à l'aide de la caractéristique dynamique U_g/I_a (fig. 59), par les relations suivantes :

$$I_1 = \frac{(i_3 + i_4) - (i_1 + i_2)}{3}; \qquad (184)$$

$$I_2 = \frac{2 i_0 - (i_1 + i_4)}{4}; \qquad (185)$$

$$I_3 = \frac{2 (i_3 - i_2) - (i_4 - i_1)}{6}. \qquad (186)$$



Exemples.

1. — Une penthode finale, montée suivant le schéma de la figure 58, est chargée par une résistance de 5 ohms à travers un transformateur de rapport $n = 1/40$. La composante alternative de la tension anodique est de 90 volts. Calculer :

a. — La puissance utile P délivrée par la lampe ;

b. — La tension alternative développée aux bornes de la résistance de charge R_c.

Pour la première question, il suffit de se rappeler, d'après la formule (182), que :

$$R_a = \frac{R_c}{n^2} = \frac{5}{(0{,}025)^2}$$

$$= \frac{5}{625 \cdot 10^{-6}} = \frac{10^6}{125} = 8000 \text{ ohms},$$

d'où

$$P = \frac{U_a^2}{R_a} = \frac{8100}{8000} = 1{,}01 \text{ watt.}$$

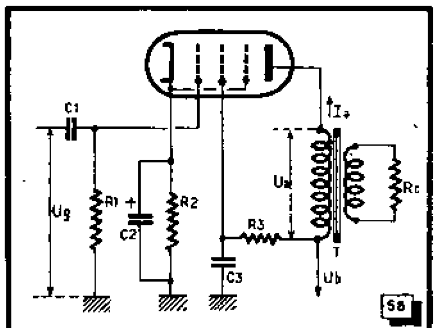
La tension alternative aux bornes de R_c sera :

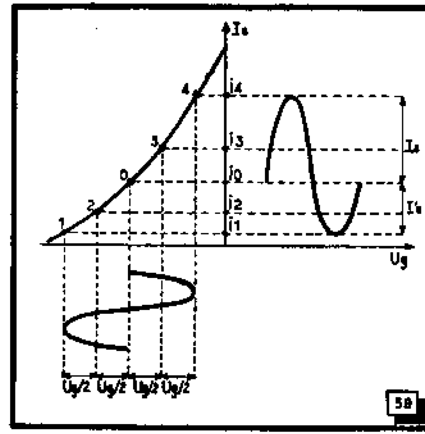
$$U_c = n\,U_a = \frac{90}{40} = 2{,}25 \text{ volts.}$$

2. — Une EL 84 montée en triode possède les caractéristiques suivantes : $\mu = 19$; $R_i = 1900$ ohms. Calculer :

a. — L'amplitude de la tension alternative U_g que l'on doit appliquer sur la grille pour obtenir une puissance de sortie P de 2,5 watts, l'impédance de charge étant de 4000 ohms :

b. — Quel rapport doit-on adopter pour le





transformateur de sortie si l'impédance de la bobine mobile (R_c) est égale à 2,5 ohms ?

La réponse à la première question est tirée de la formule (175) qui nous donne :

$$2{,}5 = \frac{U_g^2 \cdot 361 \cdot 4000}{2 \cdot 35 \cdot 10^6} = \frac{U_g^2 \cdot 722}{35\,000}$$

Nous tirons, de cette relation :

$$U_g^2 = \frac{87.500}{722} = 121,$$

d'où

$$U_g = \sqrt{121} = 11 \text{ volts.}$$

Le rapport du transformateur (n) est, d'après la formule (182) :

$$n = \sqrt{\frac{2{,}5}{4000}} = \sqrt{625 \cdot 10^{-6}} = 0{,}025 = 1/40.$$

3. — La tension de sortie d'un étage B.F. contient un certain pourcentage d'harmoniques se répartissant comme suit : U_1 (fondamentale) = 140 volts ; U_2 (2^e harmonique) = 25 volts ; U_3 (3^e harmonique) = 5 volts ; U_4 (4^e harmonique) = 1 volt. On demande de calculer le coefficient de distorsions non linéaires K_d.

Le calcul se fait par simple application de la formule (183), soit

$$K_d = \frac{\sqrt{(25)^2+(5)^2+(1)^2}}{140}$$

$$= \frac{\sqrt{651}}{140} = \frac{25{,}5}{140} = 0{,}182 = 18{,}2\ \%.$$

Pourcentage de distorsions évidemment inadmissible dans la pratique où 8 à 10 % doit être considéré comme un maximum tolérable, et encore lorsqu'on ne recherche pas la musicalité.

Réaction dans les amplificateurs B.F.

Le gain G_{CR} avec réaction, peut être déterminé par la relation :

$$G_{CR} = \frac{G}{1-\beta G}, \qquad (187)$$

où G est le gain sans réaction et β le taux de cette dernière exprimé par une fraction décimale.

Si la tension de réaction se trouve en phase avec la tension d'entrée, autrement dit **si le taux β est positif**, la **réaction** est également ***positive et le gain*** G_{CR} ***est plus grand*** que G, ce qui résulte immédiatement de la formule (187).

Si la tension de réaction se trouve en opposition de phase avec la tension d'entrée, autrement dit si le taux β est négatif, la **réaction est négative** et on est alors en présence de ce qu'on appelle **contre-réaction. Le gain** G_{CR} est alors plus petit que G, car la formule (187) devient :

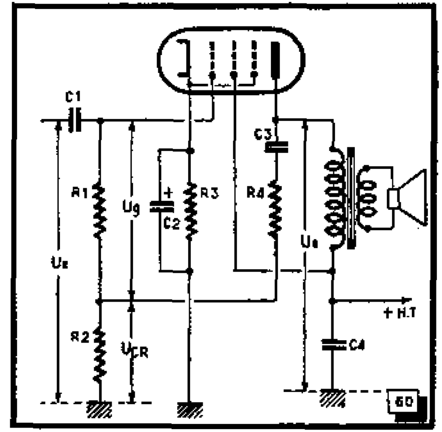
$$G_{CR} = \frac{G}{1+\beta G}. \qquad (188)$$

L'*introduction* d'une réaction négative dans un amplificateur entraîne une diminution des distorsions et du ronflement et améliore la stabilité. Lorsque le taux β est suffisamment important (ou G très grand), le gain résultant G_{CR} devient égal, très sensiblement à l'inverse de β :

$$G_{CR} = \frac{1}{\beta}.$$

Autrement dit, le gain est alors déterminé uniquement par les éléments composant le circuit de contre-réaction.

Lorsqu'il s'agit d'une **contre-réaction en tension** (fig. 60), le taux β est donné par la relation :



$$\beta = \frac{R_3}{R_4+R_3}, \qquad (189)$$

en négligeant l'influence de C_3, dont la capacitance est, par conséquent, supposée négli*geable par rapport à R_4 à toutes les fréquen*ces amplifiées.

Lorsqu'il s'agit d'une **contre-réaction en intensité** (fig. 61), le taux β est donné par la relation :

$$\beta = \frac{R_2}{R_s}. \qquad (190)$$

Si la tension de **contre-réaction** est prélevée sur le secondaire du transformateur de sortie, le calcul du taux β doit tenir compte du rapport de ce transformateur. Par exemple, pour le schéma de la figure 62 nous aurons :

$$\beta = \frac{R_2\, n}{R_4 + R_2} \qquad (191)$$

où n est le rapport du nombre de spires secondaires au nombre de spires primaires.

Exemples

1. — Le coefficient de distorsions d'une penthode, montée suivant le schéma de la figure 60, est diminué de 3 fois par suite de l'introduction d'une contre-réaction. Sans contre-réaction le gain de l'étage est égal à 30, tandis que l'amplitude de la tension appliquée à la grille est de 12 volts. Calculer :

a. — Le gain avec contre-réaction ;

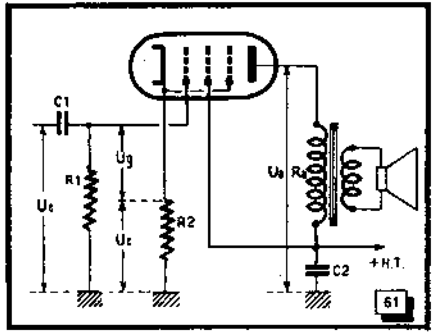
b. — La tension d'entrée nécessaire pour obtenir la même puissance de sortie que sans contre-réaction ;

c. — La valeur de la résistance R_2 si $R_1 =$ 500 000 ohms.

Pour la première question, il faut noter que l'introduction d'une contre-réaction diminue le gain dans le même rapport que les distorsions. Par conséquent :

$$G_{CR} = \frac{30}{3} = 10.$$

En ce qui concerne la tension d'entrée, elle doit augmenter dans le même rapport où le gain diminue. Par conséquent, pour obtenir la



même puissance de sortie on doit augmenter de 3 fois la tension d'entrée : $U_e = 3 \times 12 =$ 36 volts.

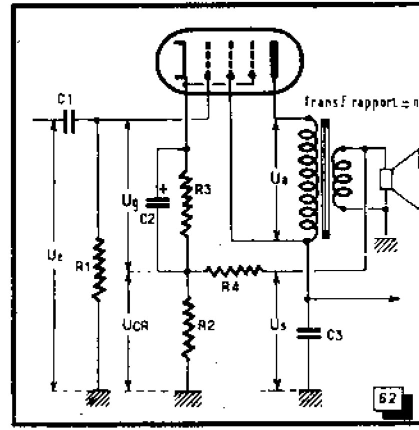
Enfin, pour calculer la résistance R_2, il est nécessaire de connaître le taux de contre-réaction, que nous calculons par la relation :

$$\beta = \frac{G - G_{CR}}{G\, G_{CR}} = \frac{30 - 10}{30 \times 10} = \frac{1}{15} = 0{,}0667.$$

Dans ces conditions, d'après la formule (189), nous avons :

$$R_2 = \frac{\beta\, R_1}{1 - \beta} = \frac{500.000 \times 0{,}0667}{1 - 0{,}0667} = 35.700 \text{ ohms.}$$

2. — Une EL 84 montée suivant le schéma de la figure 61 possède les caractéristiques suivantes : $R_a = 7000$ ohms ; $U_g = 4{,}5$ volts ; $R_2 = 150$ ohms. Calculer :



a. — Le gain de l'étage avec contre-réaction (G_{CR}) si ce gain est, sans contre-réaction, G = 40 ;

b. — De combien diminuera le coefficient de distorsions par suite de l'introduction de la contre-réaction ;

c. — La valeur de la tension d'entrée U_g pour que la puissance de sortie reste la même.

Pour la première question, on commence par calculer le taux de contre-réaction, d'après la formule (190) :

$$\beta = \frac{150}{7000} = 0{,}0215,$$

ce qui nous permet de déduire le gain G_{CR} :

$$G_{CR} = \frac{40}{1+40\,.\,0{,}0215} = \frac{40}{1{,}86} = 21{,}5.$$

Pour la deuxième question, puisque le gain diminue dans le rapport 1,86, le coefficient de distorsions diminue dans le même rapport.

Quant à la tension d'entrée U_g elle devra être augmentée également dans le rapport 1,86, pour que la puissance de sortie reste la même. Nous devrons donc avoir :

$$U_g = 4{,}5 \times 1{,}86 = 8{,}4 \text{ volts environ.}$$

3. — Le schéma de la figure 62 est assez rarement utilisé pour un étage final seul, mais très souvent lorsqu'il s'agit d'appliquer la contre-réaction à l'ensemble de deux étages B.F. d'un récepteur. Supposons donc qu'il s'agit d'un amplificateur dont le gain total est $G = 2500$ et que nous avons, pour le circuit de contre-réaction, les valeurs suivantes : $R_4 = 1000$ ohms ; $R_9 = 50$ ohms ; $n = 1/50$. Calculer :

a. — Le gain G_{CR} avec contre-réaction ;

b. — La tension d'entrée nécessaire pour obtenir la même puissance de sortie que pour $U_e = 0{,}1$ V.

Pour calculer G_{CR} il faut d'abord déterminer le taux de contre-réaction β, en tenant compte du rapport du transformateur de sortie n. Nous avons :

$$\beta = \frac{50}{1050 \times 50} = \frac{1}{1050} = 0{,}001$$

très sensiblement (soit 0,1 %). Cela nous donne :

$$G_{CR} = \frac{2500}{1+2500\,.\,10^{-3}} = \frac{2500}{3{,}5} = 715.$$

Le gain ayant diminué de 3,5 fois, il est nécessaire d'augmenter la tension d'entrée dans le même rapport pour avoir la même puissance à la sortie. Il faudra donc avoir $U_e = 0{,}35$ volt.

4. — Le gain d'un amplificateur est $K_1 = 100$ pour $f_1 = 400$ Hz et $K_2 = 10$ pour $f_2 = 50$ Hz. Calculer l'atténuation en décibels à la fréquence f_2, par rapport au niveau à f_1, en absence de toute contre-réaction et lorsqu'on introduit une contre-réaction telle que $\beta = 4$ %.

Rappelons que le gain ou l'atténuation s'expriment, en décibels, par les relations suivantes :

$$10 \log \frac{P_1}{P_2} = 20 \log \frac{U_1}{U_2} = 20 \log \frac{K_1}{K_2} \quad (192)$$

où P désigne la puissance et U la tension. On trouvera, d'ailleurs, à la fin de ce formulaire, un tableau donnant l'équivalent en décibels des rapports P_1/P_2 ou U_1/U_2.

Dans notre cas nous avons ;

$$20 \log \frac{K_1}{K_2} = 20 \log 10 = 20 \text{ dB}.$$

En introduisant une contre-réaction au taux de 4 %, soit 0,04, le gain à la fréquence f_1 devient :

$$K_{1CR} = \frac{100}{1+400\,.\,10^{-2}} = 20,$$

et le gain à la fréquence f_2 devient :

$$K_{2CR} = \frac{10}{1+40\,.\,10^{-2}} = 7{,}15.$$

Nous avons donc, en décibels,

$$20 \log \frac{20}{7{,}15} = 20 \log 2{,}8 = 9 \text{ dB},$$

très sensiblement. On voit que l'introduction d'une contre-réaction tend à égaliser la courbe de réponse.

Amplificateurs de haute fréquence

Amplificateur à résistances-capacité

Lorsqu'on utilise, en haute fréquence, un amplificateur monté suivant le schéma de la figure 51, il est nécessaire de faire R_a de beaucoup inférieure à R_1, si l'on veut avoir un gain uniforme dans une large bande de fréquences. Dans ces conditions, le gain K_m aux fréquences moyennes nous est donné par la formule (143), c'est-à-dire :

$$K_m \approx S R_a \quad (193)$$

où S est la pente statique de la lampe (en ampère par volt).

Si le gain sur les fréquences extrêmes (la plus basse et la plus élevée) ne doit pas être inférieur de plus de 30 % par rapport aux fréquences moyennes (c'est-à-dire 3 dB), la fréquence extrême inférieure est donnée par la formule (147) et la fréquence extrême supérieure par la formule (151), dans laquelle nous remplaçons R par R_a.

Exemple

Un amplificateur à large bande utilisant une penthode EF 80 et monté suivant le schéma de la figure 51, possède les caractéristiques suivantes :

$$S = 7{,}2\ mA/V\ ;$$
$$R_i = 4\ .\ 10^6\ \text{ohms}\ ;$$
$$R_a = 5000\ \text{ohms}\ ;$$
$$R_g = 1\ .\ 10^6\ \text{ohms}\ ;$$
$$C_s = 11\ pF\ ;$$
$$C_g = 0{,}01\ \mu F.$$

On demande de calculer :

a. — Le gain K_m sur les fréquences moyennes ;

b. — La limite inférieure des fréquences amplifiées ;

c. — La limite supérieure des fréquences amplifiées.

Pour la première question la réponse est immédiate :

$$K_m = 0{,}0072 \times 5000 = 36$$

Pour la deuxième question, nous appliquons la formule (147) qui nous donne :

$$1\ .\ 10^{-2} = \frac{10^6}{6{,}28\ f_b \times 1.10^6} = \frac{1}{6{,}28\ f_b}$$

d'où

$$f_b = \frac{100}{6{,}28} = 16\ \text{Hz}.$$

La limite supérieure (f_h) est donnée par la formule (151), c'est-à-dire :

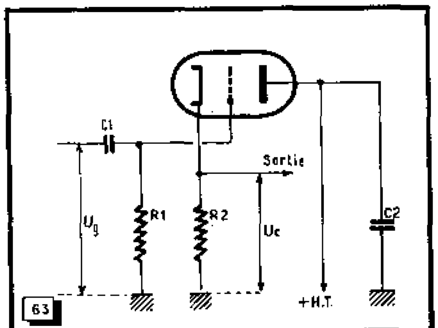
$$5000 = \frac{1}{6{,}28\ f_h \times 11\ .\ 10^{-12}}\ ,$$

d'où nous tirons :

$$f_h = \frac{10^9}{6{,}28 \times 55} = 2\ 900\ 000\ \text{Hz}$$

soit 2,9 MHz.

On se rend compte que f_h augmente lorsque R_a diminue.



Amplificateur à sortie par la cathode

Appelé également **cathode follower** un tel amplificateur peut être utilisé sous différentes *formes, et on* l'emploie, en particulier, comme étage amplificateur H.F. intermédiaire, entre deux étages à penthodes ou entre le système d'entrée et une penthode. Les principales caractéristiques de cet amplificateur sont :

gain très faible ;

impédance d'entrée très élevée ;

impédance de sortie très faible.

Le plus souvent on utilise, dans ce montage, une *triode* (fig. 63). Le gain K est donné par la formule :

$$K = \frac{U_c}{U_g} \doteq \frac{\mu R_2}{R_i + R_2(\mu + 1)}\ . \qquad (193)$$

S'il s'agit d'une penthode, μ est toujours infiniment supérieur à 1 et on peut écrire, avec une approximation suffisante :

$$K \approx \frac{R_2}{\frac{1}{S} + R_2}\ . \qquad (194)$$

Des deux formules ci-dessus on déduit que le gain d'un étage à sortie cathodique est toujours inférieur à 1. Il est à remarquer aussi que *la plaque est mise à la masse,* au point de vue H.F. (ou B.F.) par le condensateur C_2 de valeur suffisante.

L'impédance de sortie (R_s) d'un étage « cathode follower » est donné, dans le cas d'une triode, par la relation suivante :

$$R_s = \frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2 (\mu + 1)} \qquad (195)$$

S'il s'agit d'une penthode, nous avons :

$$R_s \approx \frac{R_2}{1 + R_2 S} \qquad (196)$$

Exemples

1. — Un élément d'une double *triode* ECC 81 est monté suivant le schéma de la figure 63 et nous avons : $\mu = 60$; $R_1 = 11\,000$ ohms ; $R_2 = 200$ ohms. On demande de calculer K et R_s.

Nous avons, d'après les formules qui précèdent (pour triode) :

$$K = \frac{60 \times 200}{11\,000 + 12\,200} = \frac{12\,000}{13\,200} = 0{,}91,$$

et

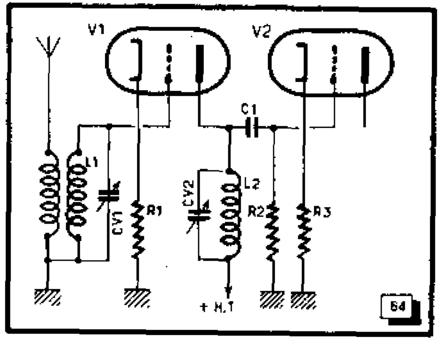
$$R_s = \frac{11\,000 \times 200}{13\,200} = 167 \text{ ohms.}$$

2. — Une penthode EF 80 est montée suivant le schéma de la figure 63 et nous avons : $S = 7{,}2$ mA/V ; $R_2 = 2000$ ohms ; $R_1 = 4 \cdot 10^5$ *ohms. On demande* de calculer K et R_s.

D'après les formules qui précèdent (pour penthode) nous avons :

$$K = \frac{2000}{\frac{1}{0{,}0072} + 2000} = \frac{2000}{2139} = 0{,}935,$$

et $$R_s = \frac{2000}{1 + 14{,}4} = 135 \text{ ohms.}$$



Amplificateur à circuit d'anode accordé

Le gain d'un tel amplificateur (fig. 64) peut être calculé, approximativement, à l'aide des formules (138) ou (141), dans lesquelles on fait $R_a = Z_a$, cette dernière quantité représentant l'impédance résultante de charge, à la résonance, compte tenu de tous *les circuits* ou capacités parasites qui peuvent se trouver en parallèle.

A noter que nous avons représenté, pour simplifier, des triodes, sur la figure 64, mais il est évident que le raisonnement ne change pas s'il s'agit de penthodes.

En nous basant sur les formules (78), (79) et (87) nous pouvons encore exprimer le gain de l'étage de la façon suivante :

$$K = S\,Z_r \qquad (197)$$

où Z_r est l'impédance à la résonance du circuit accordé L_2 ;

$$K = S\,\frac{L}{C\,R}\,, \qquad (198)$$

relation qui résulte directement de la formule (87) ;

$$K = S\,\frac{1}{2\,\pi\,\Delta F \,.\, C}\,, \qquad (199)$$

formule qui se déduit de la précédente par combinaison avec (78) et (79) ;

$$K = \frac{C}{S} \times \frac{Q}{2\,\pi\,f_r}\,, \qquad (200)$$

où f_r est la fréquence de résonance du circuit accordé L_2 ;

$$K = S\,X_C\,Q, \qquad (201)$$

formule déduite de (87) ;

$$K = \frac{S\,X_C}{\delta}\,, \qquad (202)$$

conséquence de la précédente, puisque $Q = 1/\delta$.

Exemple

1. — Un étage amplificateur H.F., équipé d'une 6 AU 6, est accordé sur 10 MHz, et ses caractéristiques sont :

Capacité totale (C) en parallèle sur L_2 à la résonance : 100 pF ;

Résistance équivalente des pertes (R) du circuit accordé L_2 : 10 ohms ;

Résistance interne de la lampe : $R_i = 1$ MΩ;

Pente : $S = 5,2$ mA/V.

On demande de calculer :

a. — L'impédance Z_r du circuit accordé à la résonance ;

b. — Le gain K de l'étage ;

c. — Le décrément δ du circuit accordé ;

d. — Le coefficient de surtension Q du circuit ;

e. — La largeur de bande de la courbe de sélectivité.

Pour la première question, il faut se rappeler qu'à la résonance $\omega^2 L C = 1$, ce qui entraîne :

$$Z_r = \frac{L}{C\,R} = \frac{1}{\omega^2 C^2 R}$$

En d'autres termes, l'impédance à la résonance est égale au carré de la capacitance divisé par les pertes. En faisant le calcul, nous trouvons :

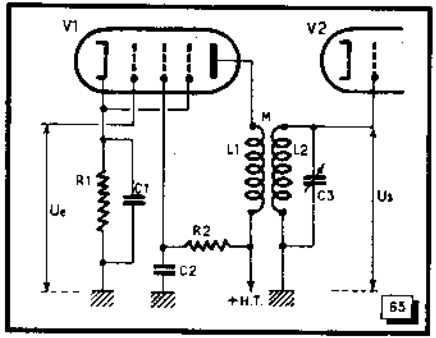
$$Z_r = \frac{1}{(6,28 \cdot 10^7)^2 \cdot (100 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 10}$$

$$= \frac{1}{39,5 \cdot 10^{14} \times 1 \cdot 10^{-20} \times 10}$$

$$= \frac{10^5}{39,5} = 2500 \text{ ohms env.}$$

Par conséquent, le gain K de l'étage, sera :

$$K = 5,2 \cdot 10^{-3} \times 2,5 \cdot 10^3 = 13.$$



En ce qui concerne le décrément δ du circuit, nous avons :

$$\delta = \frac{X_C}{Z_r} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^7 \times 1 \cdot 10^{-10} \times 2,5 \cdot 10^3},$$

soit :

$$\delta = \frac{1}{15,7} = 0,0636.$$

Le coefficient de surtension est donc :

$$Q = \frac{1}{\delta} = 15,7,$$

et la largeur de bande ΔF :

$$\Delta F = \frac{f_r}{Q} = \frac{10}{15,7} = 0,636 \text{ MHz}.$$

On voit, par cet exemple, l'influence des facteurs R, C et Q sur le gain et la largeur de bande.

Amplificateur H.F. à transformateur

1. — Transformateur H.F. à secondaire accordé. — Si la liaison entre la lampe amplificatrice H.F. et l'étage suivant se fait selon le schéma de la figure 65, le gain de l'étage peut être calculé, approximativement, par la relation :

$$K = S\,Z_e \qquad (203)$$

où Z_e représente l'impédance de charge équivalente, déterminée par :

$$Z_e = \frac{\omega M Q_2}{1 + \dfrac{\omega^2 M^2}{R_s R_i}}.$$

Dans cette relation, M représente la mutuelle induction, Q_2 le coefficient de surtension du circuit secondaire, R_s la résistance équivalente des pertes du circuit secondaire et R_i la résistance interne de la lampe V_1. On a donc :

$$Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_s}.$$

Lorsque R_i est très grand (cas d'utilisation des penthodes), la formule peut être simplifiée et devient :

$$Z_e \approx \omega M Q_2, \qquad (205)$$

ou encore, d'après les formules (13), (108) et (87) :

$$Z_e = \frac{k}{n} Z_r \qquad (206)$$

où **k** représente le coefficient de couplage, n le rapport de transformation de l'ensemble L_1-L_2 et Z_r l'impédance à la résonance du circuit L_2-C_2.

Exemples

1. — Une penthode EF 80 est montée en amplificatrice H.F. suivant le schéma de la figure 65, le circuit L_2-C_2 étant accordé sur 25 MHz. Les caractéristiques du montage sont:

Capacité totale (C) en parallèle sur L_2 à la résonance : 30 pF ;

Résistance équivalente des pertes (R) du circuit accordé : 5 ohms ;

Résistance interne de la lampe : $R_i = 0{,}4$ MΩ ;

Pente : $S = 7{,}2$ mA/V ;

Coefficient de couplage : $k = 0{,}1$;

Rapport du transformateur : $n = 1$.

On demande de calculer :

a. — La valeur de Z_e ;

b. — Le gain de l'étage.

La valeur de Z_e se calculera, puisqu'il s'agit d'une penthode, à l'aide de la relation (206), mais auparavant il nous faut calculer Z_r, ce qui se fera comme dans l'exercice du paragraphe précédent :

$$Z_r = \frac{1}{\omega^2 C^2 R}$$

soit :

$$Z_r = \frac{1}{(6{,}28 \cdot 2{,}5 \cdot 10^7)^2 \cdot (30 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 5}$$

$$= \frac{1}{246 \cdot 10^{14} \cdot 9 \cdot 10^{-22} \cdot 5} = \frac{10^6}{123}$$

$= 8150$ ohms.

Par conséquent :

$$Z_e = 0{,}1 \times 8150 = 815 \text{ ohms.}$$

d'où :

$$K = 7{,}2 \cdot 10^{-3} \times 8{,}15 \cdot 10^2 = 5{,}85.$$

2. — Une penthode 6 BA 6 est montée en amplificatrice H.F. suivant le schéma de la figure 65. Lorsque le circuit L_2-C_2 est accordé sur 200 kHz, la capacité totale C en parallèle sur L_2 est de 300 pF. Par ailleurs, les caractéristiques du montage sont :

Résistance équivalente des pertes (R) du circuit accordé : 300 ohms ;

Coefficient de couplage : $k = 0{,}05$;

Rapport du transformateur : $n = 1$;

Pente de la lampe : $S = 4{,}4$ mA/V.

On demande de calculer le gain K de l'étage sur 200 kHz.

Encore une fois, calculons Z_r :

$$Z_r = \frac{1}{(6{,}28 \cdot 2 \cdot 10^5)^2 \cdot (300 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 30}$$

$$= \frac{1}{158 \cdot 10^{10} \cdot 9 \cdot 10^{-20} \cdot 30}$$

$$= \frac{10^6}{4{,}26} = 235.000 \text{ ohms.}$$

Par conséquent :

$$Z_e = 0{,}05 \times 235\,000 = 11\,750 \text{ ohms,}$$

et le gain K sera :

$$K = 4{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}175 \cdot 10^4 = 51{,}7 \text{ environ.}$$

2. — **Transformateur à primaire et secondaire accordés.** — C'est le cas de la figure 66, c'est-à-dire celui, pratiquement, de tous les amplificateurs M.F. Le gain d'un tel étage est déterminé par la formule :

$$K \approx S Z_e$$

dans laquelle nous avons :

$$Z_e = \frac{\omega M}{k^2 + \dfrac{1}{Q_1 Q_2}} \qquad (207)$$

Pour cette formule, M est l'induction mutuelle entre les deux bobines L_1 et L_2, tandis que Q_1 et Q_2 sont données, respectivement par :

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_a + R_p}$$

et :

$$Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_s}$$

où R_a représente l'amortissement introduit dans le primaire par la lampe V_1, c'est-à-dire :

$$R_a = \frac{(\omega L_1)^2}{R_i}.$$

où R_i est la résistance interne de V_1.

A noter que l'on peut négliger le terme R_a dans la formule (207) lorsque R_i est grand, c'est-à-dire lorsqu'il s'agit d'une penthode

Par ailleurs, nous avons :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} .$$

Si l'on recherche le gain maximum, il est nécessaire que

$$k = k_{cr} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} ,$$

comme nous l'avons indiqué dans la discussion de la formule (109). Dans ces conditions :

$$Z_e = \frac{\omega \sqrt{L_1 L_2 Q_1 Q_2}}{2} . \qquad (208)$$

Dans la pratique on a presque toujours $Q_1 = Q_2 = Q$ (les deux bobines sont identiques). Nous avons alors :

$$Z_e = \frac{\omega M}{k^2 + \frac{1}{Q^2}} \qquad (209)$$

le gain maximum ayant lieu pour $k = k_{cr} = 1/Q$. Dans ces conditions :

$$Z_e = 0{,}5\ \omega\ M\ Q^2 = 0{,}5\ \omega\ L\ Q, \qquad (210)$$

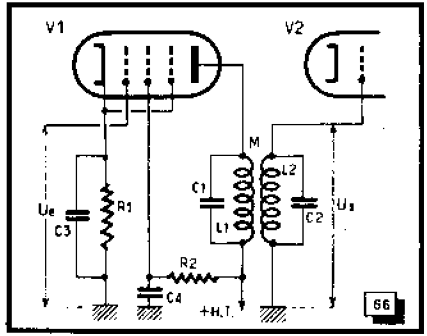
ou encore :

$$Z_e = 0{,}5\ Z_r \qquad (211)$$

où Z_r est l'impédance à la résonance de l'un des circuits.

Comme nous l'avons vu plus haut, à propos de la formule (111), il est nécessaire, pour transmettre une bande régulière, que :

$$Z_e \approx 0{,}25\ \omega\ M\ Q^2, \qquad (212)$$



c'est-à-dire :

$$Z_e \approx 0{,}25\ Z_r \qquad (213)$$

Dans la pratique on adopte un compromis entre les relations (211) et (213).

Exemples

1. — Un étage amplificateur M.F., équipé d'une 6 BA 6 ($S = 4{,}4$ mA/V) travaille sur 455 kHz. Les caractéristiques du transformateur M.F. sont :

$$L_1 = L_2 = L = 600\ \mu H ;$$
$$Q_1 = Q_2 = Q = 100 ;$$
$$k = 0{,}0175.$$

Calculer :

a. — Le gain de l'étage ;

b. — La largeur de bande transmise.

Pour la première question nous avons, d'après les indications données plus haut :

$$K = S \times \frac{2\pi f_r k \sqrt{L^2}}{k^2 + \frac{1}{Q^2}}$$

c'est-à-dire, en portant les différentes valeurs dans cette expression :

$$K = \frac{4{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}0175 \cdot 6{,}28 \cdot 4{,}55 \cdot 10^5 \cdot 6 \cdot 10^{-4}}{(0{,}0175)^2 + \frac{1}{1 \cdot 10^4}}$$

$$= \frac{1320}{4{,}06} = 325.$$

Disons tout de suite que, pratiquement, un tel gain est difficilement réalisable et suppose un amplificateur particulièrement stable, sans aucun couplage parasite.

En ce qui concerne la largeur de bande, elle est donnée par la formule (110), soit :

$$\Delta F_c = 1{,}2 \times 0{,}0175 \times 455 = 7{,}95 \text{ kHz}.$$

2. — On se propose d'utiliser, pour un amplificateur M.F., une lampe EF 41 ($S = 2{,}2$ mA/V). Le transformateur M.F. utilisé, accordé sur 455 kHz, possède les caractéristiques suivantes :

$$L_1 = L_2 = 700\ \mu H ;$$
$$k = 0{,}02 ;$$
$$R_p = R_s = 30 \text{ ohms} ;$$

R_p et R_s désignant, respectivement, la résistance équivalente des pertes du primaire et du secondaire. Par ailleurs, la résistance interne de la lampe (R_i) est de 1 MΩ.

On demande de calculer le gain de l'étage.

Avant tout, il faut déterminer Q_2 et Q_1. Pour Q_2 nous avons :

$$Q_2 = \frac{2\,\pi\,f_r\,L_2}{R_s} = \frac{2000}{30} = 67.$$

Pour calculer Q_1, on tiendra compte de la résistance R_n introduite par la lampe dans le primaire :

$$R_n = \frac{X_L^2}{R_i} = \frac{4\,.\,10^6}{1\,.\,10^6} = 4 \text{ ohms.}$$

Par conséquent :

$$Q_1 = \frac{2\,\pi\,f_r\,L_1}{R_p + R_n} = \frac{2000}{34} = 59$$

Il en résulte que le gain de l'étage sera :

$$K = \frac{2{,}2\,.\,10^{-3}\,.\,2\,.\,10^{-3}\,.\,6{,}28\,.\,4{,}55\,.\,10^5\,.\,7\,.\,10^{-4}}{4\,.\,10^{-4} + 2{,}53\,.\,10^{-4}}$$

$$= \frac{880}{6{,}53} = 135.$$

3. — Quel est le gain maximum possible dans le cas de l'exemple ci-dessus ?

Pour avoir le gain maximum, il faut que :

$$k = k_{cr} = \frac{1}{\sqrt{Q_1\,Q_2}} = \frac{1}{62{,}8} = 0{,}0159$$

soit 0,016 en chiffre rond. Il en résulte que dans la fraction donnant K, le numérateur doit être multiplié par 16/20, tandis qu'au dénominateur, le terme $4\,.\,10^{-4}$ devient $2{,}56\,.\,10^{-4}$.

Nous avons donc :

$$K = \frac{704}{5{,}09} = 139 \text{ environ.}$$

4. — Quelle sera la bande transmise par l'étage ci-dessus si l'on fait $k = 1{,}75\,k_{cr} = 0{,}028$?

Comme nous l'avons vu plus haut, et suivant la formule (110), nous avons :

$$\Delta\,F_c = 1{,}2 \times 0{,}028 \times 455 = 15{,}3 \text{ kHz.}$$

Cette bande large est facilement prévisible étant donnée la surtension relativement faible des deux circuits en présence.

5. — Quelle est la valeur des résistances à placer en shunt sur L_1 et L_2 de l'exemple 1 pour que la bande transmise soit la même que dans l'exemple ci-dessus, soit 15,3 kHz au lieu de 7,95 kHz ?

Le coefficient de surtension Q de chaque circuit devra avoir la valeur qui nous est donnée par la formule (112), soit :

$$Q = \frac{1{,}41\,f_r}{\Delta\,F_c} = \frac{1{,}41 \times 455}{15{,}3} = 42.$$

Cela nous permet de calculer la résistance équivalente des pertes (R) pour chaque circuit, compte tenu de la résistance shunt à ajouter,

$$R = \frac{\omega\,L}{Q} = \frac{6{,}28\,.\,4{,}55\,.\,10^5\,.\,6\,.\,10^{-4}}{42}$$

$$= \frac{1710}{42} = 40{,}7 \text{ ohms environ.}$$

Lorsque les deux circuits ne sont pas shuntés, la résistance équivalente des pertes, pour chacun, est :

$$R_p = R_s = \frac{1710}{100} = 17{,}1 \text{ ohms.}$$

Il en résulte que le shunt doit être tel que R_p et R_s augmentent d'une quantité R_m telle que :

$$R_m = 40{,}7 - 17{,}1 = 23{,}6 \text{ ohms,}$$

résistance série équivalente à une résistance parallèle R_r telle que :

$$R_r = \frac{X_r^2}{R_m} = \frac{2{,}93\,.\,10^6}{23{,}6} = 124\,000 \text{ ohms.}$$

On peut aussi facilement se rendre compte de combien diminue le gain de l'étage par suite de l'amortissement des deux circuits. Dans la formule donnant K, dans l'exemple 1, la seule chose qui change alors est le terme $1/10^4$ du dénominateur, qui devient $5{,}69\,.\,10^{-4}$. Le gain est donc :

$$K = \frac{1320}{8{,}75} = 151.$$

Amplification de l'étage changeur de fréquence

Le gain d'un étage changeur de fréquence est donné, approximativement par la relation suivante :

$$K \approx S_c\,Z_a$$

où S_c est ce que l'on appelle la **pente de conversion** qui, dans les conditions normales d'utilisation, est égale à 0,25 à 0,3 de la pente statique S de l'élément mélangeur de la lampe.

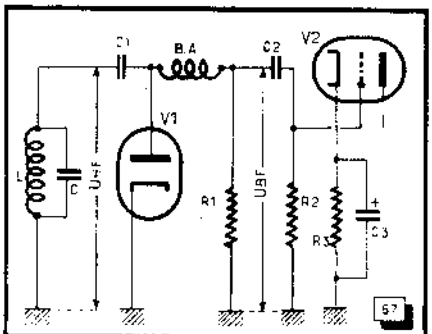
Quant à Z_e, c'est, comme pour une amplificatrice M.F., l'impédance de charge équivalente, offerte par le transformateur M.F. qui suit la lampe.

Avec les lampes changeuses de fréquence modernes la valeur de S_c ne dépasse guère 0,7 à 0,8 mA/V, mais on peut obtenir une pente de conversion plus élevée en ayant recours au changement de fréquence par deux lampes.

DÉTECTION

Détection diode

La tension B.F. apparaissant sur la résistance de charge (R_1, figures 67 et 68) d'une diode, détectant une tension H.F. modulée en amplitude, peut être déterminée par la formule suivante très simple :



$$U_{BF} = \mathbf{a}\,\mathbf{m}\,U_{HF} \qquad (214)$$

où **m** est le taux de modulation ;

a ≈ 1, lorsque la résistance de charge R_1 est plus grande que la résistance R_i de la diode et si le produit

$$R_1\,C_1 \leqslant \frac{1}{2\,\pi\,\mathbf{f}_{max}} \qquad (215)$$

$\mathbf{f}_{max}$ désignant la plus élevée fréquence B.F. transmise (de l'ordre de 5000 à 7000 Hz pour un récepteur normal).

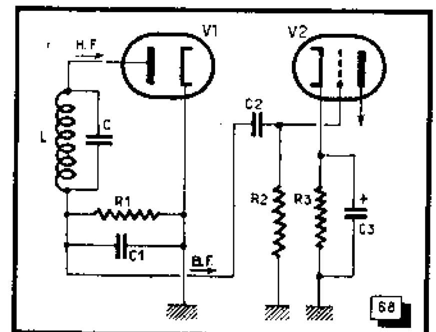
La condition exprimée par la formule (215) montre que la constante de temps $R_1\,C_1$ doit être inférieure à la période de la plus haute fréquence de modulation.

Lorsque $U_{HF} > 0{,}3$ V, et que la résistance de fuite R_2 de la lampe suivante est nettement plus élevée que R_1 (résistance de charge), la résistance d'entrée du détecteur diode, shuntant le circuit accordé L-C qui le précède, est, dans le cas de la figure 67 (« montage parallèle ») :

$$R_e = \frac{R_1}{3}. \qquad (216)$$

Dans le cas du « montage série » (fig. 68), la résistance d'entrée du détecteur sera :

$$R_e = \frac{R_1}{2}. \qquad (217)$$



Pour que la détection ait lieu sans distorsions non linéaires appréciables, il faut que :

$$m \leqslant \frac{R_t}{R_1} \quad (218)$$

où :

$$R_t = \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}$$

Exemples

1. — Un détecteur diode précède un amplificateur B.F. dont le gain est $K = 25$. La diode est attaquée par une tension H.F. de 5 volts, modulée à un taux $m = 40$ %. Calculer :

a. — L'amplitude de la tension B.F. appliquée à la grille de l'amplificateur B.F. ;

b. — L'amplitude de la tension B.F. que l'on trouve à la sortie de l'amplificateur B.F.

Nous avons :

$$U_{BF} = 0{,}4 \times 5 \times 1{,}41 = 2{,}82 \text{ volts},$$

ce qui correspond à 2 volts efficaces.

L'amplitude à la sortie de l'amplificateur B.F. est évidemment :

$$U_a = 2{,}82 \times 25 = 70{,}5 \text{ volts}.$$

2. — Une diode détectrice est suivie d'une amplificatrice de puissance, qui donne la puissance maximum pour une tension B.F. de 5 volts efficaces sur sa grille. Calculer :

a. — La tension H.F. qu'il est nécessaire d'appliquer à la diode si $m = 30$ % ;

b. — La tension H.F. nécessaire pour obtenir une puissance de sortie moitié.

Pour la première question, nous appliquons la formule (214), ce qui nous donne :

$$U_{HF} = \frac{U_{BF}}{m} = \frac{5}{0{,}3} = 16{,}7 \text{ volts}.$$

Pour la deuxième question, il faut se rappeler que la puissance de sortie varie comme le carré de la tension appliquée à la grille. Autrement dit, si la tension grille augmente n fois, la puissance augmente n^2 fois. Inversement, si la puissance doit augmenter n fois, il faut augmenter la tension appliquée à la grille $\sqrt{n}$ fois. Dans notre cas, pour avoir une puissance 2 fois moindre, il faut diminuer la tension grille dans le rapport $\sqrt{2} = 1{,}41$, ce qui nous donne $U_{HF} = 11{,}8$ volts.

3. — Un détecteur diode est suivi d'un amplificateur B.F. dont la résistance de fuite $R_2 = 1$ MΩ. Déterminer :

a. — La valeur maximum de la résistance de charge de détection (R_1) si l'on veut éviter des distorsions non linéaires pour $m = 70$ %.

b. — La valeur de la résistance équivalente d'amortissement qui se trouverait en parallèle sur le circuit accordé L-C, dans le cas de la figure 67 et dans celui de la figure 68.

Pour la première question, nous devons satisfaire la relation :

$$m \leqslant \frac{R_t}{R_1} = \frac{R_1 R_2}{R_1 (R_1+R_2)}$$

c'est-à-dire :

$$(R_1+R_2)\, m = R_2.$$

ce qui nous donne :

$$R_1 = \frac{R_2}{m} - R_2 = \frac{1}{0{,}7} - 1 = 0{,}43 \text{ MΩ}.$$

Pour la deuxième question, d'après les formules (216) et (217), nous avons :

Cas de la figure 67 :

$$R_e = \frac{0{,}43}{3} = 0{,}143 \text{ MΩ} ;$$

Cas de la figure 68 :

$$R_e = \frac{0{,}43}{2} = 0{,}215 \text{ MΩ}.$$

4. — Déterminer la capacité du condensateur C_1 du schéma de la figure 68, si nous avons $R_1 = 300\,000$ ohms et f_{BF} maximum $= 10\,000$ Hz.

On applique la relation (215), ce qui nous donne :

$$C_1 \leqslant \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^4 \cdot 3 \cdot 10^5}$$

$$\leqslant 53 \cdot 10^{-12} \text{ soit } 50 \text{ pF en chiffre rond.}$$

Mais il ne faut pas oublier que C_1 doit constituer, en même temps, un court-circuit pour la H.F. Autrement dit, sa capacitance doit être au moins 20 fois inférieure à R_1 à la fréquence de résonance du circuit L-C, par exemple 455 kHz dans le cas d'un circuit M.F.

En vérifiant, nous trouvons que la capacitance, à cette fréquence, d'un condensateur de 50 pF, est de 7000 ohms environ. La condition est donc satisfaite.

Détection grille

Dans le cas d'un détecteur grille monté suivant le schéma de la figure 69, et lorsque la résistance de charge d'anode R_a est beaucoup plus grande que la résistance interne R_i de la lampe, la tension de sortie B.F. (U_{BF}) peut être déterminée, approximativement, par la relation :

$$U_{BF} \approx 0{,}8\, m\, \mu\, U_{HF}, \qquad (219)$$

où **m** est le taux de modulation

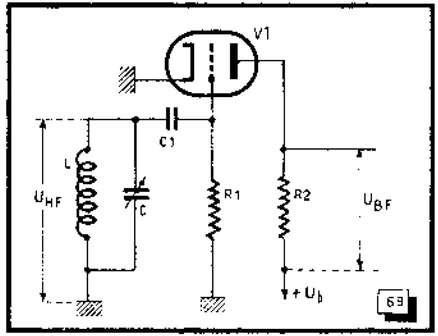
μ est le coefficient d'amplification de la lampe

U_{HF} est la tension H.F. appliquée au détecteur.

La capacité C_1 et la résistance de fuite R_1 du détecteur doivent être choisies de façon que :

$$R_1 C_1 \approx \frac{0{,}5}{f_{BF}\,\mathrm{max}} \qquad (220)$$

La valeur de R_1 doit être comprise entre 0,3 et 2 MΩ, tandis que la capacité C_1 doit être 5 à 10 fois supérieure à la capacité d'entrée de la lampe (capacité grille-cathode). La résistance R_1 doit être plus grande lorsque



69

le taux de modulation est élevé et inversement.

Exemple

1. — Une triode 12 AT 7 (un élément) est utilisée en détection grille ; sa résistance interne R_i est 11 000 ohms et son coefficient d'amplification $\mu = 60$. La résistance de charge R_a est de 250 000 ohms. Quelle doit être la tension H.F. appliquée au détecteur pour que la tension de sortie soit de 1 volt, le taux de modulation étant $m = 60\ \%$.

Nous avons, d'après la formule (219),

$$U_{HF} = \frac{1}{0{,}8 \cdot 0{,}6 \cdot 60} = \frac{1}{29{,}8} = 0{,}0348 \text{ volt.}$$

Détecteur grille avec réaction

Si, dans la formule (187) le coefficient β est positif, c'est-à-dire si la tension de réaction U_R est en phase avec celle d'entrée **(réaction positive)**, la tension résultante à l'entrée de l'amplificateur croît et devient :

$$U_g = U_e + U_R = \frac{U_e}{1 - \beta K}. \qquad (221)$$

Cela équivaut à l'accroissement du gain de l'étage jusqu'à une valeur K_R telle que :

$$K_R = \frac{K}{1 - \beta K}. \qquad (222)$$

Lorsque β croît, le facteur β K croît également de sorte que K_R tend vers l'infini lorsque β K tend vers 1. Pour $\beta K = 1$, l'étage passe de l'état amplificateur à l'état oscillateur, c'est-à-dire qu'il devient le siège d'oscillations qui subsistent même si la grille ne reçoit aucun signal. Il y a alors ce que l'on appelle une **autoexcitation** de l'étage.

La condition d'autoexcitation peut s'écrire de la façon suivante :

$$\beta = \frac{1}{K}, \qquad (223)$$

où le gain K est défini par la formule (138).

Exemple

1. — Un détecteur grille monté suivant le schéma de la figure 70 possède les caractéristiques suivantes :

Pente de la lampe : $S = 5$ mA/V ;

Résistance interne : $R_i = 12\,000$ ohms ;

$L = 200\ \mu H$;

$C = 200$ pF ;

Résistance équivalente des pertes du circuit L-C : $R_e = 10$ ohms ;

$L_a = 50\ \mu H$.

On demande de calculer :

a. — La valeur de β qui détermine l'entrée en oscillation ;

b. — La valeur de la tension de réaction qui en résulte si la tension H.F. dans le circuit anodique est $U_a = 10$ volts ;

c. — Le gain de l'étage (K_R) pour les valeurs de β suivantes :

$$\beta = \frac{0,9}{K} ;$$

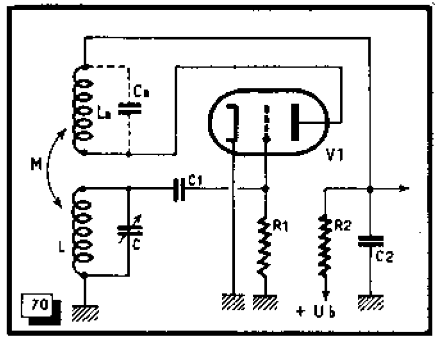
$$\beta = \frac{0,95}{K} ;$$

$$\beta = \frac{0,98}{K} .$$

Pour la première question, il faut trouver le gain K de l'étage (en H.F.), puisque $\beta = 1/K$, condition d'accrochage. Par ailleurs, la charge H.F. de la lampe est constituée par L_a, puisque C_2 met à la masse, en H.F., la résistance R_2.

Donc, il faut tout d'abord calculer $X_a = \omega L_a$, c'est-à-dire la charge de la lampe. Nous avons d'une part :

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L\,C}} = \frac{1}{\sqrt{2\,.\,10^{-4}\,.\,2\,.\,10^{-10}}}$$



$$= \frac{10^7}{2} = 5\,.\,10^6.$$

Par conséquent :

$$X_a = 5\,.\,10^6\,.\,5\,.\,10^{-5} = 250 \text{ ohms.}$$

Le gain, en H.F. de l'étage sera, puisque le coefficient d'amplification de la lampe est $\mu = S\,R_i = 5\,.\,10^{-3}\,.\,1,2\,.\,10^4 = 60$,

$$K = \frac{\mu\,X_a}{\sqrt{R_i^2 + X_a^2}} = \frac{60\,.\,2,5\,.\,10^2}{\sqrt{1,44\,.\,10^8 + 6,25\,.\,10^4}}$$

$$= \frac{1,5\,.\,10^4}{1,2\,.\,10^4} = 1,25.$$

Nous avons donc :

$$\beta = \frac{1}{1,25} = 0,8.$$

Pour la deuxième question, on a évidemment :

$$U_R = U_a \times \beta = 10 \times 0,8 = 8 \text{ volts.}$$

Cette tension est obtenue, en réalité, par l'amplification dans le circuit d'entrée de la f.e.m. e_R, induite par le circuit L_a. Par conséquent :

$$e_R = \frac{U_R}{Q}$$

où Q est le coefficient de surtension du circuit L-C. La valeur de e_R, pour certaines valeurs de L et L_a peut être modifiée par variation de M.

Enfin, pour la troisième question, le gain avec réaction (K_R) prendra, successivement, les valeurs suivantes :

$$K_R = \frac{1,25}{0,1} = 12,5 ;$$

$$K_R = \frac{1,25}{0,05} = 25 ;$$

$$K_R = \frac{1,25}{0,02} = 62,5.$$

Il n'est pas difficile de voir qu'en augmentant encore la valeur de β on atteint très rapidement des valeur de K_R énormes, ce qui explique la sensibilité remarquable que peut présenter une détectrice à réaction de ce genre.

CIRCUITS ACCORDÉS

Les différentes propriétés des circuits accordés ont déjà été exposées plus haut et nous allons donner ci-dessous quelques exemples d'application, particulièrement utiles pour tous les calculs relatifs aux bobinages et aux gammes couvertes.

1. — Déterminer la self-induction du secondaire d'un transformateur H.F. (accordé), en supposant que la somme des capacités parasites en parallèle sur le bobinage est de 40 pF, et en tenant compte de ce que le circuit doit se trouver accordé sur 1600 kHz lorsque le CV est au minimum (la résiduelle du CV est comprise dans la capacité parasite totale).

D'après la formule :

$$f = \frac{159}{\sqrt{L\,C}},$$

où f est en MHz, L en μH et C en pF, nous pouvons écrire :

$$1{,}6 = \frac{159}{\sqrt{40\,L}},$$

d'où :

$$L = \frac{25\,300}{2{,}56\,.\,40} = \frac{2530}{102{,}4} = 247\ \mu\text{H}.$$

En réalité, la self-induction d'une bobine P.O., puisqu'il s'agit de cette gamme, est inférieure à la valeur trouvée, mais cela provient du fait que la capacité minimum du circuit est rarement inférieure à 50 pF.

2. — Quelle doit être, pour l'exemple ci-dessus, la capacité maximum du CV pour que l'on puisse atteindre la fréquence 510 kHz ?

La même formule nous donne :

$$C = \frac{25\,300}{0{,}26\,.\,247} = 394\ \text{pF}.$$

Dans cette valeur se trouve comprise la capacité minimum (40 pF) de sorte que la capacité variable utile est de 354 pF.

3. — Les gammes couvertes par un récepteur se répartissent de la façon suivante :

G.O. — 150 à 360 kHz ;

P.O. — 520 à 1620 kHz ;

O.C.1. — 1,5 à 4,8 MHz ;

O.C.2. — 4,5 à 14 MHz ;

O.C.3. — 12,5 à 24 MHz.

Le condensateur variable employé a une capacité variable utile de 490 pF et une résiduelle de 12 pF. Calculer, pour chaque gamme, la capacité minimum totale à prévoir, y compris la capacité d'un trimmer éventuel, ainsi que la self-induction de chaque bobine.

Le recouvrement d'une gamme, en fréquence, est déterminée par le rapport de la fréquence maximum (f_{max}) à la fréquence minimum (f_{min}) :

$$n = \frac{f_{max}}{f_{min}}.$$

Par ailleurs, ce recouvrement est obtenu pour une variation de capacité dans le rapport n^2. Nous avons donc, pour les cinq gammes :

G.O. — $n = 2{,}4$ et $n^2 = 5{,}75$;

P.O. — $n = 3{,}12$ et $n^2 = 9{,}7$;

O.C.1. — $n = 3{,}2$ et $n^2 = 10{,}2$;

O.C.2. — $n = 3{,}12$ et $n^2 = 9{,}7$;

O.C.3. — $n = 1{,}92$ et $n^2 = 3{,}7$.

Si l'on désigne par C_x la capacité minimum totale (câblage, entrée de la lampe, trimmer, etc.) y compris la résiduelle, nous aurons successivement, pour les cinq gammes :

a. — G.O.

$$\frac{490 + C_x}{C_x} = 5{,}75$$

et

$$C_x = \frac{490}{4{,}75} = 103\ \text{pF} ;$$

b. — P.O.

$$\frac{490 + C_x}{C_x} = 9{,}7$$

et

$$C_x = \frac{490}{8,7} = 56,3 \text{ pF} ;$$

c. — O.C.1

$$\frac{490 + C_x}{C_x} = 10,2$$

et

$$C_x = \frac{490}{9,2} = 53,3 \text{ pF} ;$$

d. — O.C.2

$$\frac{490 + C_x}{C_x} = 9,7$$

et

$$C_x = \frac{490}{8,7} = 56,3 \text{ pF} ;$$

e. — O.C.3

$$\frac{490 + C_x}{C_x} = 3,7$$

et

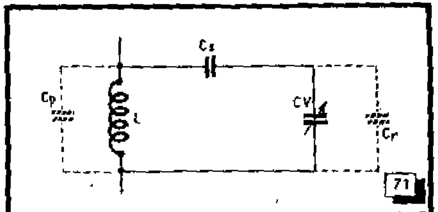
$$C_x = \frac{490}{2,7} = 182 \text{ pF}.$$

Nous basant sur ces valeurs de capacité minimum, nous calculons la self-induction des bobines correspondantes, en prenant, dans chaque cas, la fréquence la plus élevée d'une gamme.

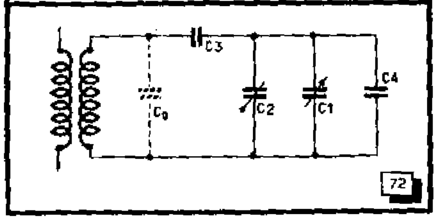
a. — G.O.

$$L = \frac{25\,300}{0,13 \, . \, 103} = 1890 \; \mu\text{H} ;$$

b. — P.O.



71



72

$$L = \frac{25\,300}{2,63 \, . \, 56,3} = 171 \; \mu\text{H} ;$$

c. — O.C.1

$$L = \frac{25\,300}{23 \, . \, 53,3} = 20,7 \; \mu\text{H} ;$$

d. — O.C.2

$$L = \frac{25\,300}{196 \, . \, 56,3} = 2,29 \; \mu\text{H} ;$$

e. — O.C.3

$$L = \frac{25\,300}{575 \, . \, 182} = 0,241 \; \mu\text{H}.$$

4. — A l'aide d'un condensateur variable de 490 pF de capacité variable utile on se propose de couvrir une bande étalée de 5,8 à 6,5 MHz. On admet que la capacité minimum totale du circuit est de 200 pF, comprenant la résiduelle du CV, les différentes capacités parasites, une capacité d'appoint fixe et un trimmer ajustable. Calculer la valeur du condensateur C_x à mettre en série avec le CV afin d'obtenir la couverture nécessaire, et la self-induction de la bobine. La résiduelle du CV est $C_r = 12$ pF.

Le circuit se présente, en somme, comme celui de la figure 71 où C_p désigne la capacité minimum moins la résiduelle C_r. Nous avons, par conséquent $C_r = 12$ pF et $C_p = 188$ pF.

Le rapport des fréquences de la bande à couvrir est, dans notre cas,

$$n = \frac{6,5}{5,8} = 1,12.$$

Par conséquent, la capacité doit varier dans le rapport tel que :

$$n^2 = 1,26$$

très sensiblement. Il reste donc à écrire le rapport de la capacité maximum du circuit à la capacité minimum.

Lorsque le CV est au maximum, la capacité totale se compose de CV en parallèle avec

C_r, le tout en série avec C_s, l'ensemble étant en parallèle avec C_p. Par conséquent :

$$C_{max} = \frac{(490+12)\,C_s}{490+12+C_s} + 188.$$

Lorsque le CV est au minimum, CV = 0 par définition, et nous avons :

$$C_{min} = \frac{12\,C_s}{12+C_s} + 188.$$

Cependant, pour simplifier le calcul et ne pas avoir à résoudre une équation du 2e degré nous pouvons admettre que C_r en série avec C_s est égal à C_r, approximation valable, puisque nous avons toujours, en réalité, C_s beaucoup plus élevé que C_r. L'expression de C_{min} se simplifie alors et nous avons :

$$C_{min} = C_r + 188 = 200 \text{ pF}.$$

Nous devons donc avoir :

$$\frac{C_{max}}{200} = 1{,}26$$

d'où :

$$C_{max} = 252 \text{ pF}.$$

L'expression donnant C_{max} devient :

$$\frac{502\,C_s}{502+C_s} = 64$$

d'où :

$$C_s = 73{,}3 \text{ pF}.$$

Quant à la self-induction de la bobine, nous la déduisons des valeurs $f_{max} = 6{,}5$ MHz et $C_{min} = 200$ pF, ce qui nous donne :

$$L = \frac{25\,300}{42{,}3\,.\,200} = 2{,}99\ \mu\text{H}.$$

Le calcul ci-dessus, bien qu'approximatif, permet de dégrossir le problème et se trouve suffisant dans la pratique, puisque les éléments L et C_p sont presque toujours ajustables.

5. — Un circuit, accordé par un condensateur variable, possède les caractéristiques suivantes :

Capacité variable utile : $C_{vu} = 490$ pF ;

Capacité résiduelle du CV : $C_r = 12$ pF ;

Capacité parasite parallèle : $C_p = 30$ pF.

Quelle doit être la valeur de la capacité à ajouter en parallèle sur le bobinage, pour couvrir la gamme 1,4 à 3 MHz, et quelle doit être la self-induction de la bobine ?

Le rapport des fréquences de la gamme à couvrir est :

$$n = \frac{3}{1{,}4} = 2{,}14$$

ce qui demande une variation de capacité dans le rapport tel que :

$$n^2 = 4{,}58.$$

Nous avons donc, en faisant le rapport C_{max}/C_{min},

$$\frac{490+12+30+C_x}{12+30+C_x} = 4{,}58,$$

c'est-à-dire :

$$\frac{532+C_x}{42+C_x} = 4{,}58.$$

Nous en tirons :

$$C_x = 95 \text{ pF}.$$

La capacité minimum totale étant donc $C_{min} = 42+95 = 137$ pF, et la fréquence maximum $f_{max} = 3$ MHz, nous pouvons calculer L :

$$L = \frac{25\,300}{9\,.\,137} = 20{,}5\ \mu\text{H}.$$

6. — On possède un condensateur variable, une capacité fixe C_1 et un bobinage L, de caractéristiques suivantes :

Capacité variable utile : 90 pF ;

Capacité résiduelle : 10 pF ;

Capacité parasite : 20 pF ;

$C_1 = 30$ pF ;

$L = 10\ \mu$H.

Quelles sont les gammes qu'il est possible de couvrir en mettant C_1 soit en parallèle sur L, soit en série avec le condensateur variable ?

a. — Dans le premier cas (C_1 en parallèle), la capacité minimum du circuit sera $C_{min} = 10+20+30 = 60$ pF, et la capacité maximum $C_{max} = 60+90 = 150$ pF.

Le rapport de ces capacités étant $n^2 = 2{,}5$, le rapport des fréquences extrêmes de la gamme couverte sera $n = 1{,}58$.

La fréquence maximum du circuit sera :

$$f_{max} = \frac{159}{\sqrt{60\,.\,10}} = \frac{159}{24{,}5} = 6{,}5 \text{ MHz},$$

et la gamme couverte sera :

6,5 MHz à 6,5/1,58 = 4,11 MHz.

b. — Dans le second cas (C_1 en série), la capacité minimum du circuit sera constituée par 20 pF (capacité parasite) avec, en parallèle, C_1 en série avec la résiduelle, soit 7,5 pF. Par conséquent, nous avons C_{min} = 27,5 pF.

La capacité maximum sera constituée par 20 pF avec, en parallèle, C_1 en série avec 100 pF, soit 23,1 pF. Par conséquent, nous avons C_{max} = 43,1 pF.

Le rapport de ces capacités étant $n^2 = 1,57$, le rapport des fréquences extrêmes de la gamme couverte sera $n = 1,25$, très sensiblement.

La fréquence maximum du circuit sera :

$$f_{max} = \frac{159}{\sqrt{27,5 \cdot 10}} = \frac{159}{16,6} = 9,58 \text{ MHz},$$

et la gamme couverte sera :

9,58 à 9,58/1,25 = 7,66 MHz.

Cet exemple nous montre que par une commutation convenable d'une seule capacité nous pouvons couvrir deux gammes très différentes avec une même bobine.

7. — Le circuit oscillateur P.O. d'un superhétérodyne est représenté par le schéma de la figure 72, la valeur des différents éléments de ce schéma étant la suivante :

Capacité maximum C_1 : 490 pF ;

Capacité minimum C_1 : 0 pF ;

Résiduelle CV : C_4 = 12 pF ;

Trimmer : C_2 = 10 pF ;

Capacité parasite totale : C_0 = 30 pF ;

Self-induction : L = 90 µH.

Le récepteur est prévu pour la moyenne fréquence de 455 kHz et son circuit d'entrée utilise un condensateur variable identique à C_1 (même variable utile et même résiduelle C_4). Les caractéristiques du circuit d'entrée (fréquence en fonction de la capacité C_1) sont résumées par le tableau ci-dessous :

C_1 (pF)	f_a (MHz)
7,5	1,5
26	1,3
55,5	1,1
105	0,9
213	0,7
367	0,575

En désignant par f_a la fréquence du circuit d'entrée, par f_o celle du circuit oscillateur et par f_i la fréquence intermédiaire (M.F.) on demande :

a. — Calculer la capacité série C_3 pour que la relation

$$f_o - f_a = f_i = 0,455 \text{ MHz}$$

soit satisfaite pour f_a = 0,575 MHz ;

b. — Calculer la fréquence f_i qui en résulte pour les autres valeurs f_a du tableau ci-dessus et en déduire l'écart éventuel par rapport à f_i = 0,455 MHz.

Pour la première question, nous devons avoir :

$$f_o = 0,455 + 0,575 = 1,03 \text{ MHz}.$$

En même temps, nous avons C_1 = 367 pF et, par conséquent, l'expression de la capacité totale, en parallèle sur L, peut s'écrire :

$$\frac{(C_1+C_2+C_4)\, C_3}{C_1+C_2+C_4+C_3} + C_o = \frac{389+C_3}{389\, C_3} + 30.$$

Or, la valeur de l'expression ci-dessus peut être déduite des valeurs f_o = 1,03 MHz et L = 90 µH connues. Cela nous donne :

$$C = \frac{25\,300}{1,06 \cdot 90} = 265 \text{ pF},$$

et nous amène à l'équation suivante, don[t] nous tirons C_3 :

$$\frac{389\, C_3}{389+C_3} + 30 = 265,$$

c'est-à-dire :

$$C_3 = \frac{91\,500}{154} = 595 \text{ pF}.$$

Pour la deuxième question, il suffit de ca[l]culer f_o pour les cinq autres positions de [C_1,] faire la différence $f_o - f_a$ et voir de com[bien] cette différence s'écarte de 0,455 MHz.

Par exemple, lorsque C_1 = 213 pF, la c[a]pacité en parallèle sur L sera :

$$\frac{235\times 595}{235+595} + 30 = \frac{140\,000}{830} + 30 = 198,5$$

et la fréquence f_o correspondante sera :

$$f_o = \frac{159}{\sqrt{90 \cdot 198,5}} = \frac{159}{133,7} = 1,190 \text{ M[Hz]}$$

Comme nous avons, d'après le tableau, $f_a = 0{,}7$ MHz, la différence sera $f_i = 0{,}490$ MHz, différence beaucoup trop importante et qui laisse prévoir un manque de sensibilité inadmissible.

Pour les autres fréquences on aura successivement :

$f_a = 0{,}9$ MHz; $f_o = 1{,}445$ MHz; $f_i = 0{,}545$ MHz;

$f_a = 1{,}1$ MHz; $f_o = 1{,}690$ MHz; $f_i = 0{,}590$ MHz;

$f_a = 1{,}3$ MHz; $f_o = 1{,}945$ MHz; $f_i = 0{,}645$ MHz;

$f_a = 1{,}5$ MHz; $f_o = 2{,}190$ MHz; $f_i = 0{,}690$ MHz.

La courbe résultante du circuit oscillateur est représentée dans la figure 73, en trait plein, la courbe en pointillé étant celle d'un circuit oscillateur idéal. On voit que la « commande unique » ne va pas du tout, mais que l'on peut essayer d'améliorer les choses en augmentant, en particulier, la capacité du trimmer C_2.

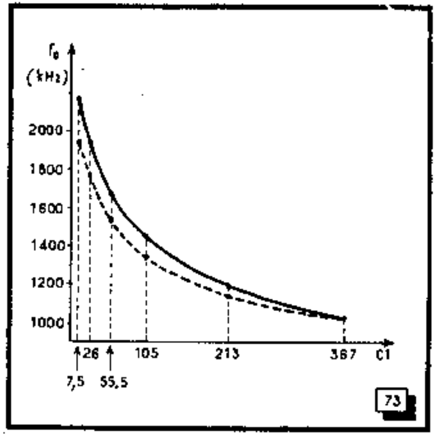
On peut, pour s'exercer, répéter cet exemple, en choisissant des valeurs différentes pour C_1.

8. — Un superhétérodyne est accordé sur un émetteur dont la fréquence est $f_a = 740$ kHz. La fréquence de l'oscillateur local est $f_o = 1195$ kHz. Quelle est la valeur de la moyenne fréquence f_i et quelle est la fréquence du deuxième battement (fréquence image) ?

La fréquence f_i est, évidemment,

$$f_o - f_a = 1195 - 740 = 455 \text{ kHz}$$

Quant à la fréquence-image, elle résulte de la possibilité de recevoir, en même temps, un



émetteur dont la fréquence est supérieure à celle de l'oscillateur de la valeur f_i, autrement dit un émetteur tel que $f_{a1} = 1195 + 455 = 1650$ kHz.

On remarquera que les deux battements, c'est-à-dire f_a et f_{a1} sont écartés de $2\,f_i = 910$ kHz.

9. — Pour une même fréquence f_o de l'oscillateur, un superhétérodyne reçoit deux émetteurs : $f_a = 658$ kHz et $f_{a1} = 904$ kHz. Quelle est la valeur de la moyenne fréquence ?

Comme nous venons de l'indiquer, les deux battements sont écartés de deux fois la moyenne fréquence. Par conséquent, cette dernière nous est donnée par :

$$\frac{f_{a1} - f_a}{2} = \frac{904 - 658}{2} = 123 \text{ kHz.}$$

10. — La moyenne fréquence d'un superhétérodyne est $f_i = 455$ kHz et l'appareil est accordé sur un émetteur tel que $f_a = 1000$ kHz. Indiquer :

a. — Les fréquences possibles de l'oscillateur ;

b. — Les fréquences images possibles.

La réception d'une émission, telle que $f_a = 1000$ kHz, est possible pour deux fréquences de l'oscillateur telles que :

$$f_{o1} = f_a + f_i = 1455 \text{ kHz ;}$$
$$f_{o2} = f_a - f_i = 545 \text{ kHz.}$$

Ces deux fréquences de l'oscillateur peuvent déterminer, chacune, une réception-image telle que :

$$f_{a1} = f_{o1} + f_i = 1910 \text{ kHz ;}$$

et

$$f_{a2} = f_{o2} - f_i = 90 \text{ kHz.}$$

Il est évident que la possibilité de réception sur 90 kHz est purement théorique.

Il faut noter que dans un superhétérodyne des interférences et des réceptions parasites sont également possibles par battement entre une porteuse et les harmoniques de l'oscillateur.

SYSTÈMES D'ALIMENTATION

Transformateurs d'alimentation

Dans le calcul élémentaire d'un transformateur d'alimentation la **section S du noyau magnétique** (en cm²) se calcule par la formule suivante :

$$S = 1{,}2\sqrt{P}, \qquad (224)$$

où P est la puissance consommée au primaire, en watts.

Pour les petits transformateurs, jusqu'à 100 watts, la **puissance consommée** au primaire est donnée par la relation :

$$P = 1{,}25\,P_0 \qquad (225)$$

où P_0 représente la somme des puissances fournies par les différents secondaires, les pertes dans le fer et dans le cuivre étant représentées par le coefficient 1,25.

Pour un transformateur d'alimentation classique, représenté par le schéma de la figure 74, et fonctionnant sur un redresseur à deux alternances, suivi d'un filtre, nous avons :

$$P_0 = I_0 U_0 + I_0^2\,(R_F + R_1) + I_3\,U_3 + I_4\,U_4 \qquad (226)$$

où I_0 et U_0 sont, respectivement, le courant et la tension continus fournis par le redresseur ;

R_F est la résistance en courant continu de l'inductance de filtrage ;

R_1 est la résistance en courant continu de la valve.

Le **nombre de spires par volt** est donné par la formule :

$$w_0 = \frac{450\,000}{B \cdot S}, \qquad (227)$$

où B est l'induction magnétique dans le noyau du transformateur, en gauss ;

S est la surface de la section du noyau magnétique, en cm². Le **nombre de spires d'un enroulement quelconque**, fournissant une tension U, est donné par la relation :

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_0\,U, \qquad (228)$$

où U est évidemment en volts.

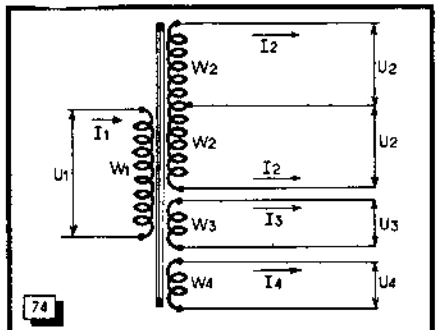
On peut admettre que la tension U_2 que doit fournir chaque moitié du secondaire H.T. est très sensiblement égale à U_0.

Le **diamètre du fil** à utiliser, en mm, est donné par la formule :

$$\mathbf{d} = 0{,}8\sqrt{I}, \qquad (229)$$

où I est le courant en ampère.

Il faut noter que le courant I_2 dans le secondaire H.T. est approximativement égal à I_0 dans le cas du redressement de deux alternances, et à $2\,I_0$ dans le cas du redressement d'une seule alternance.



Exemple

1. — La tension existant aux bornes du primaire d'un transformateur, travaillant sur un redresseur « biplaque », est de 120 volts, 50 Hz. La tension demandée aux trois secondaires est :

$U_2 = U_0 = 300$ volts ;

$U_3 = 5$ volts ;

$U_4 = 6{,}3$ volts.

Les intensités correspondantes sont, respectivement :

$I_2 = I_0 = 100$ mA ;

$I_3 = 2$ A ;

$I_4 = 2$ A.

La résistance de l'inductance de filtrage, R_F, est de 200 ohms, et celle de la valve $R_l = 175$ ohms. On demande de calculer :

a. — La section du noyau S ;

b. — Le nombre de spires des quatre enroulements : w_1, w_2, w_3 et w_4 ;

c. — Le diamètre du fil à utiliser pour les quatre enroulements : d_1, d_2, d_3 et d_4.

On suppose que l'induction B dans le noyau est de 8000 gauss.

La puissance fournie par ce transformateur sera, d'après la formule (226) :

$$P_0 = (0{,}1 \cdot 300) + 0{,}01\ (200+175) + 5 \cdot 2 + 6{,}3 \cdot 2 = 30 + 3{,}75 + 10 + 12{,}6 = 56{,}35 \text{ watts.}$$

Par conséquent, la puissance consommée au primaire sera, d'après la formule (225) :

$$P = 1{,}25 \times 56{,}35 = 70 \text{ watts}$$

très sensiblement.

La section du noyau sera donc :

$$S = 1{,}2\ \sqrt{70} = 10 \text{ cm}^2.$$

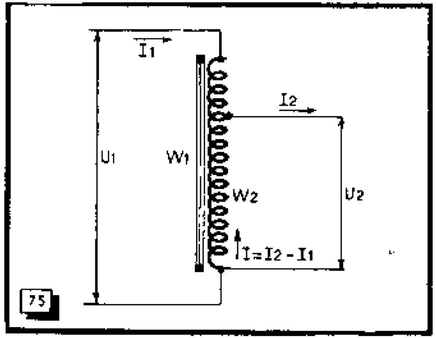
Le nombre de spires par volt sera :

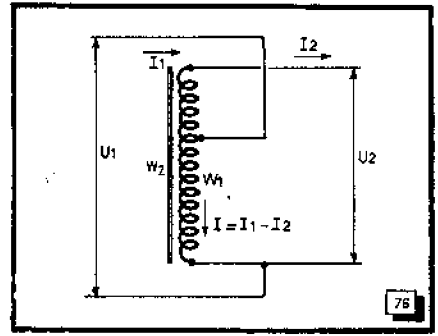
$$w_n = \frac{450\ 000}{8000 \cdot 10} = 5{,}63 \text{ spires/volt.}$$

Nous en tirons :

$$w_1 = 120 \times 5{,}63 = 676 \text{ spires ;}$$

$$w_2 = 300 \times 5{,}63 = 1690 \text{ spires ;}$$





$$w_3 = 5 \times 5{,}63 = 28{,}2 \text{ spires ;}$$

$$w_4 = 6{,}3 \times 5{,}63 = 35{,}5 \text{ spires.}$$

Il est à remarquer qu'il est prudent, pour tenir compte de la chute de tension dans les enroulements, d'augmenter de 5 % les enroulements de basse tension, et de 10 % celui de H.T.

Enfin, le diamètre des différents fils sera, puisque le courant dans le primaire est :

$$I_1 = \frac{P}{U_1} = \frac{70}{120} = 0{,}584 \text{ A,}$$

$$d_1 = 0{,}8\ \sqrt{0{,}584} = 0{,}61 \text{ mm ;}$$

$$d_2 = 0{,}8\ \sqrt{0{,}1} = 0{,}25 \text{ mm ;}$$

$$d_3 = d_4 = 0{,}8\ \sqrt{2} = 1{,}13 \text{ mm ;}$$

Autotransformateurs

Le calcul simplifié d'un autotransformateur se fait à l'aide des formules données plus haut pour le calcul des transformateurs, mais la formule (224) devient :

$$S = 1{,}2\ \sqrt{P\ (1 - n)}, \qquad (230)$$

pour un **autotransformateur abaisseur** (fig. 75), et :

$$S = 1{,}2\ \sqrt{P\left(1 - \frac{1}{n}\right)}, \qquad (231)$$

pour un **autotransformateur élévateur** (fig. 76).

Dans ces formules n désigne le rapport de transformation, c'est-à-dire w_2/w_1.

Les courants dans les différentes sections d'un autotransformateur sont liés par la relation :

$$I_1 = I_2 \pm I$$

où I représente le courant circulant dans la portion commune de l'enroulement : w_2 pour la figure 75 et w_1 pour la figure 76. Le signe «+» est adopté pour un autotransformateur élévateur, et le signe « moins » pour un abaisseur.

Exemples

1. — On demande de calculer un autotransformateur élévateur 110/220 volts, dont la puissance P_o doit être de 100 watts. L'induction magnétique admise dans le noyau est de 10 000 gauss.

Le rapport de transformation étant $n = 2$, la section du noyau sera :

$$S = 1{,}2 \sqrt{1{,}25\, P_o \left(1 - \frac{1}{2}\right)}$$
$$= 1{,}2 \times 7{,}95 = 9{,}5 \text{ cm}^2.$$

Le nombre de spires par volt sera :

$$w_o = \frac{450\,000}{10\,000 \times 9{,}5} = 4{,}75.$$

Le nombre de spires total (w_2) sera :

$$w_2 = 220 \times 4{,}75 = 1045 \text{ spires.}$$

La section w_1 aura évidemment :

$$w_1 = 110 \times 4{,}75 = 522{,}5 \text{ spires.}$$

Le courant dans la section « utilisation » (220 V) sera :

$$I_2 = \frac{P_o}{U_2} = \frac{100}{220} = 0{,}455 \text{ A},$$

courant qui traverse la portion w_2-w_1 (fig. 76) de l'enroulement.

Le courant dans la section « alimentation » (110 V) sera :

$$I_1 = \frac{1{,}25\, P_o}{U_1} = \frac{125}{110} = 1{,}185 \text{ A.}$$

La section w_1 de l'enroulement (commune) sera traversée par un courant I tel que :

$$I_1 = I_2 + I$$

c'est-à-dire :

$$I = I_1 - I_2 = 0{,}73 \text{ A.}$$

Le diamètre du fil à utiliser sera :

Section w_2-w_1 :

$$d_2 = 0{,}8 \sqrt{0{,}455} = 0{,}54 \text{ mm ;}$$

Section w_1 :

$$d_1 = 0{,}8 \sqrt{0{,}73} = 0{,}68 \text{ mm.}$$

2. — Calculer un autotransformateur abaisseur, de 135 à 110 volts, fournissant une puissance de 70 watts et travaillant avec une induction B = 8000 gauss.

Le rapport n étant 110/135 = 0,815, la section du noyau est :

$$S = 1{,}2 \sqrt{1{,}25 \cdot 70 \cdot 0{,}185} = 4{,}83 \text{ cm}^2.$$

Le nombre de spires par volt est :

$$w_o = \frac{450\,000}{8000 \cdot 4{,}83} = 11{,}6 \text{ spires/volt.}$$

La totalité de l'enroulement, w_1 (fig. 75) aura :

$$w_1 = 135 \times 11{,}6 = 1565 \text{ spires,}$$

et la portion w_2 aura :

$$w_2 = 110 \times 11{,}6 = 1275 \text{ spires.}$$

Le courant dans la section « alimentation » (w_1-w_2) sera :

$$I_1 = \frac{1{,}25\, P_o}{U_1} = \frac{87{,}5}{135} = 0{,}65 \text{ A.}$$

Le courant d'utilisation sera :

$$I_2 = \frac{P_o}{U_2} = \frac{70}{110} = 0{,}636 \text{ A.}$$

Par conséquent, le courant dans la portion commune, c'est-à-dire dans la section utilisation, de l'enroulement ne sera que $I_1 - I_2 =$ 0,014 A et l'enroulement pourra être réalisé en fil fin.

Pour le diamètre des fils nous avons, pour la section w_1-w_2 :

$$d_1 = 0{,}8 \sqrt{0{,}65} = 0{,}65 \text{ mm environ ;}$$

et pour la section w_2 :

$$d_2 = 0{,}8 \sqrt{0{,}014} = 0{,}095 \text{ mm,}$$

soit 10/100 environ. Un fil aussi fin étant difficile à bobiner, on peut prendre du 20/100 à 30/100.

Redresseurs à lampes

La **valeur moyenne** de la tension redressée dans le cas du **redressement d'une seule alter-**

nance (fig. 77), en absence du condensateur C, peut être calculée par la relation :

$$U_m = \frac{1}{\pi} U_a = 0{,}318\, U_a, \qquad (232)$$

où U_a représente l'amplitude de la tension alternative appliquée à l'anode de la valve.

La **valeur moyenne** de la tension redressée dans le cas du **redressement de deux alternances** (fig. 78), toujours en absence du condensateur C, peut être calculée par la relation :

$$U_m = \frac{2}{\pi} U_a = 0{,}636\, U_a. \qquad (233)$$

L'amplitude de la pulsation fondamentale (U_{a1}) de la tension redressée (ronflement) se calcule par la relation approximative suivante :

$$U_{a1} = \frac{I_0}{4\,f\,C} = \frac{U_0}{4\,f\,R\,C} \qquad (234)$$

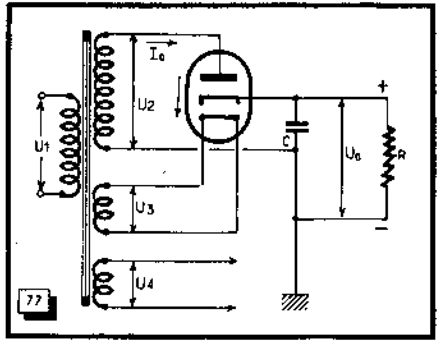
où I_0 est le courant continu redressé, en ampère ;

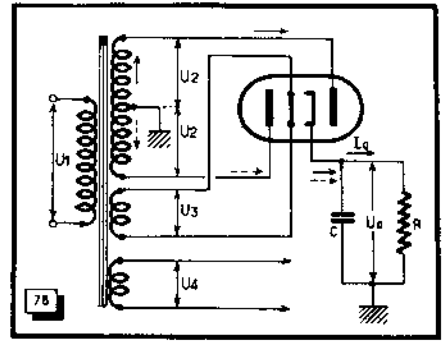
C est la capacité d'entrée du filtre, en farad ;

U_0 est la tension redressée, en volts ;

R est la résistance de charge, en ohms ;

f est la fréquence de la pulsation (en hertz), égale à la fréquence de la tension à redresser dans le cas du redressement d'une seule alternance, et au double de cette fréquence dans le cas du redressement des deux alternances.





Le **coefficient de ronflement,** défini par le rapport U_{a1}/U_0, se calcule par la formule :

$$\Delta U \text{ (en \%)} = \frac{25 \cdot 10^6}{f\,R\,C}, \qquad (235)$$

où les différents facteurs ont la même signification que plus haut, sauf pour la capacité C, exprimée en microfarads.

Exemples

1. — Le courant redressé, dans un redresseur « monoplaque », est $I_0 = 52$ mA. Calculer l'amplitude de la tension de ronflement si $C = 32\ \mu F$, la fréquence du secteur étant de 50 Hz.

Nous avons :

$$U_{a1} = \frac{0{,}052}{4 \cdot 50 \cdot 32 \cdot 10^{-6}} = \frac{52}{6{,}4} = 8{,}1 \text{ volts}$$

environ.

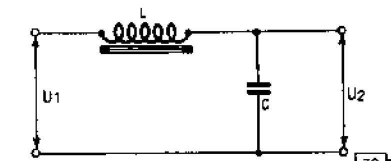
2. — Un redresseur à deux alternances fonctionne à partir d'un secondaire fournissant 2×300 volts. La fréquence du secteur étant de 50 Hz, calculer :

a. — La valeur moyenne de la tension redressée, en absence du condensateur C ;

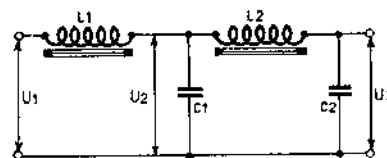
b. — La tension de ronflement, si $I_0 = 100$ mA et $C = 32\ \mu F$.

Pour la première question, nous avons :

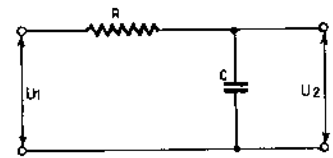
$U_m = 0{,}636 \cdot 300 \cdot 1{,}41 = 270$ volts environ, puisque l'amplitude de la tension à redresser est 1,41×300.



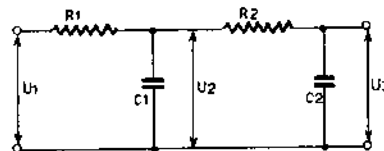
79



80



81



82

Pour la seconde question:

$$U_{a1} = \frac{0,1}{4 \,.\, 100 \,.\, 32 \,.\, 10^{-6}} = 7,8 \text{ volts.}$$

3. — Un redresseur à une alternance, fournissant la haute tension d'un tube cathodique pour oscilloscope, délivre 1200 volts sous 1 mA. Calculer la valeur de la capacité C à la sortie du redresseur pour que le coefficient de ronflement ne soit pas supérieur à 1 %.

La réponse est donnée par la formule (235), dans laquelle nous avons : **f = 50 et R = 1,2 . 10⁶**, puisque **1200/0,001 = 1 200 000 ohms.** On a :

$$1 = \frac{25 \,.\, 10^6}{50 \,.\, 1,2 \,.\, 10^6 \,.\, C} = \frac{1}{2 \,.\, 1,2 \,.\, C},$$

d'où :

$$C = \frac{1}{2,4} = 0,42\ \mu F \text{ environ,}$$

soit 0,5 μF en valeur courante.

Filtres pour tension redressée

Le **coefficient de filtrage** d'une cellule simple, comportant une inductance **L** et une capacité C (fig. 79) est donné par la relation :

$$\alpha = \frac{U_1}{U_2} = \omega^2 L C - 1$$
$$\approx \omega^2 L C, \qquad (236)$$

où U_1 est l'amplitude de la composante alternative à l'entrée du filtre, et U_2 l'amplitude de la composante alternative à la sortie. On admet, pour simplifier, que la résistance ohmique R de l'inductance est très faible par rapport à sa réactance ωL. Il faut noter également que ce calcul nous donne la valeur théorique de self-induction L nécessaire, et que la self-induction d'une bobine de filtrage diminue lorsque l'intensité qui la traverse augmente.

Le **coefficient de filtrage d'un ensemble de deux cellules** à L et C (fig. 80) s'écrit :

$$\alpha = \alpha_1 \,.\, \alpha_2 \qquad (237)$$

où :

$$\alpha_1 = \frac{U_1}{U_2} \approx \omega^2 L_1 C_1,$$

et

$$\alpha_2 = \frac{U_2}{U_3} = \omega^2 L_2 C_2.$$

Le **coefficient de filtrage d'une cellule à résistance** (R) et capacité (C) (fig. 81) se calcule par la relation :

$$\alpha = \frac{U_1}{U_2} = \sqrt{(\omega^2 R C)^2 + 1} \approx \omega R C. \quad (238)$$

Le **coefficient de filtrage d'un ensemble de deux cellules** à R et C (fig. 82) s'écrit de la même façon que (237), mais nous avons alors :

$$\alpha_1 \approx \omega R_1 C_1,$$

et

$$\alpha_2 \approx \omega R_2 C_2.$$

Exemples

1. — Un redresseur pour une seule alternance, travaillant sur une tension alternative de 50 Hz, fournit une tension de ronflement de 12 volts. Ce redresseur est suivi par un filtre à une cellule, composé d'une inductance L = 10 henrys et d'une capacité C = 50 μF. Calculer :

a. — Le coefficient de filtrage α ;

b. — La tension de ronflement à la sortie du filtre.

Puisque nous avons :

$$\omega^2 = (314)^2 = 9{,}9 \cdot 10^4,$$

le coefficient de filtrage α sera :

$$\alpha = 9{,}9 \cdot 10^4 \cdot 10 \cdot 5 \cdot 10^{-5} = 49{,}5.$$

Il en résulte que la tension de ronflement U_2 à la sortie du filtre sera, puisque $U_1 = 12$ volts :

$$U_2 = \frac{12}{49{,}5} = 0{,}24 \text{ volt.}$$

2. — Un filtre à deux cellules identiques, placé à la suite d'un redresseur biplaque, comprend deux inductances et deux condensateurs de 16 μF chacun. Le coefficient de filtrage de l'ensemble est $\alpha = 1000$. Calculer la self-induction L de chaque bobine, sachant que la fréquence du secteur est f = 50 Hz.

Puisque nous avons :

$$\alpha = \alpha_1 \cdot \alpha_2 = (\omega^2 L C)^2,$$

nous pouvons écrire :

$$L = \frac{\sqrt{\alpha}}{\omega^2 C} = \frac{\sqrt{1000}}{4 \cdot 10^4 \cdot \pi^2 \cdot 16 \cdot 10^{-6}}$$

$$= \frac{31{,}6}{6{,}33} = 5 \text{ henrys.}$$

3. — Un filtre à deux cellules se compose de deux condensateurs de même valeur et de deux résistances : $R_1 = 10\,000$ ohms et $R_2 = 20\,000$ ohms. Ce filtre doit ramener la tension de ronflement (f = 100 Hz) de 0,1 volt à 50 μV. Quelle doit être la valeur des condensateurs ? Nous avons :

$$\alpha = \omega^2 C^2 R_1 R_2,$$

en désignant par C la valeur commune des condensateurs. Par ailleurs, α doit être, par définition,

$$\alpha = \frac{1 \cdot 10^{-1}}{5 \cdot 10^{-5}} = \frac{10^4}{5} = 2000.$$

Il vient, par conséquent,

$$C^2 = \frac{2 \cdot 10^3}{39{,}5 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^8} = \frac{1}{3{,}95 \cdot 10^{10}}$$

d'où :

$$C = \frac{1}{1{,}99 \cdot 10^5} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ farad environ,}$$

soit 5 μF.

4. — Un redresseur biplaque fournit une tension redressée de 300 V.

La tension de ronflement à l'entrée du filtre est $U_1 = 0{,}8$ volt. Ce redresseur alimente, à travers un filtre à une seule cellule à R C, un amplificateur dont la tension anodique doit être de 200 volts et dont la consommation est de 10 mA. La tension de ronflement à la sortie du filtre ne doit pas être supérieure à $U_2 = 10$ mV. La fréquence du secteur étant f = 50 Hz, on demande de calculer les éléments R et C du filtre.

Tout d'abord, la valeur de la résistance R nous est imposée par la chute de tension maximum admissible (100 volts) et le débit de l'amplificateur (10 mA). Nous avons donc :

$$R = \frac{100}{0{,}01} = 10\,000 \text{ ohms.}$$

L'efficacité de la cellule doit être :

$$\alpha = \frac{8 \cdot 10^{-1}}{1 \cdot 10^{-2}} = 80,$$

ce qui nous impose la relation :

$$80 = 628 \cdot 1 \cdot 10^4 \cdot C,$$

d'où :

$$C = \frac{80}{6{,}28 \cdot 10^6} = 1{,}275 \cdot 10^{-5}$$

soit 13 μF en chiffre rond.

Il est évident que l'on prendra une valeur courante immédiatement supérieure : 16 μF.

Redresseurs secs

La tension inverse maximum que peut admettre un **élément redresseur à oxyde de cuivre** (« cupox ») est de l'ordre de 10 volts efficaces, la densité du courant redressé étant de 20 à 40 mA/cm².

La tension inverse maximum que peut admettre un **élément redresseur au sélénium** (« sélénofer ») est de l'ordre de 18 volts efficaces, la densité du courant redressé étant de 20 à 25 mA/cm².

Le courant maximum que peut admettre un élément, se calcule, en fonction de ses dimensions, par la formule suivante :

$$I_{max} = 0{,}78\ I_o\ (D^2 - d^2), \qquad (239)$$

où I_o est la densité du courant par cm², indiquée plus haut ; D est le diamètre extérieur de la couche active de la rondelle redresseuse, en centimètres ;

d est le diamètre intérieur de cette rondelle, en centimètres.

Les redresseurs secs sont très souvent montés en série ou en parallèle, ou les deux, pour s'adapter aux tensions et aux courants à redresser.

Lorsqu'on calcule le nombre d'éléments nécessaires pour un redresseur avec condensateur à la sortie (c'est-à-dire à l'entrée du filtre), il faut noter que la tension inverse, dans le cas des redresseurs monoplaques et biplaques courants, est égale, approximativement, au double de la tension redressée.

Exemples

1. — On veut constituer un redresseur capable de fournir 250 volts, 100 mA, et on dispose d'éléments au sélénium dont les dimensions « actives » sont : D = 3 cm ; **d** = 0,6 cm. Combien d'éléments devons-nous prévoir en tout.

Avant tout, il faut s'assurer que le courant demandé peut être supporté par l'élément dont nous disposons. En partant de I_o = 25 mA/cm², le courant maximum admissible est :

$$I_{max} = 0{,}78 \ .\ 25\ (9 - 0{,}36)$$

$$= 19{,}5 \ .\ 8{,}64 = 168 \text{ mA environ},$$

ce qui constitue une marge suffisante.

La tension inverse du redresseur étant de 500 volts environ, il nous faut, au moins 500/17 = 28 éléments montés en série.

2. — On veut réaliser un redresseur « monoplaque », sans filtre, à l'aide d'éléments à oxyde de cuivre, pour la charge d'une batterie d'accumulateurs de 6 volts, 80 A/h. Les dimensions « actives » de chaque élément redresseur sont : D = 8 cm ; **d** = 1,2 cm. Combien d'éléments devons-nous utiliser et comment faut-il les monter ?

Le régime de charge normal d'un accumulateur est généralement égal au dixième de sa capacité, c'est-à-dire, dans notre cas, à 80/10 = 8 ampères. Par ailleurs, chaque élément redresseur peut supporter une intensité maximum (en admettant I_o = 30 mA/cm²) :

$$I_{max} = 0{,}78 \ .\ 30\ (64 - 1{,}44)$$

$$= 23{,}4 \ .\ 62{,}56 = 1460 \text{ mA}$$

$$= 1{,}46 \text{ A}.$$

Pour faire face à une intensité de 8 A, il nous faut 8/1,46 = 5,5 éléments, soit 6 éléments en parallèle.

En ce qui concerne la tension, il faut tenir compte du fait qu'un accumulateur chargé « à bloc » fait près de 2,5 volts par élément, soit 7,5 volts pour la batterie. De plus, il y aura inévitablement une chute de tension dans le redresseur, ce qui nous oblige à prévoir une tension redressée de l'ordre de 12 volts à vide (le double de la tension nominale de la batterie). Enfin, comme le redressement est à une seule alternance et qu'il n'y a pas de filtre, nous devons appliquer au redresseur, pour avoir 12 volts à la sortie, une tension alternative efficace de :

$$12 \times 0{,}318 = 38 \text{ volts environ}.$$

Pour obtenir une tension continue de 12 volts, sans filtre, deux éléments redresseurs en série suffisent, ce qui nous donne, au total, deux groupes en série, comprenant, chacun, six éléments en parallèle.

Les différents chiffres indiqués ci-dessus constituent une moyenne, mais il faut noter qu'il existe actuellement des redresseurs secs admettant une densité de courant nettement supérieure à celle indiquée.

Par ailleurs, il est utile de souligner que les redresseurs secs voient leur champ d'application s'étendre de plus en plus, surtout *à cause de leur robustesse.*

DIVERS

Transformateurs et inductances avec composante continue

Lorsque le courant alternatif traversant un enroulement n'est pas élevé et que le nombre d'ampère-tours alternatifs, pour 1 cm de la longueur moyenne l du circuit magnétique, ne dépasse pas 0,1 ampère-tours, la self-induction du bobinage peut être calculée par la formule (7) que nous répétons ici :

$$L = \frac{1{,}256 \, . \, \mu \, . \, n^2 \, . \, S}{l} \, . \, 10^{-8},$$

et dans laquelle L s'exprime en **henrys** lorsque S (section du noyau magnétique) est en **centimètres carrés** et l en **centimètres.**

S'il n'y a pas de composante continue, on prend $\mu = 400$ environ. Si une composante continue existe, μ diminue et sa valeur est donnée, en fonction des ampères-tours continus, par la courbe de la figure 83.

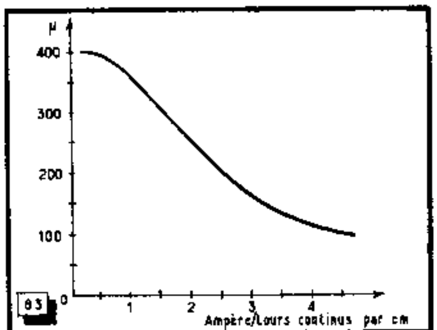
Lorsque le nombre d'ampère-tours alternatifs par cm est assez élevé (0,1 à 1) et qu'il existe, en même temps, une composante continue, la valeur de μ, pour les tôles à transformateurs de qualité courante, peut être déterminée approximativement à l'aide des courbes de la figure 84, où An_o désigne les ampères-tours continus et An_a les ampères-tours alternatifs.

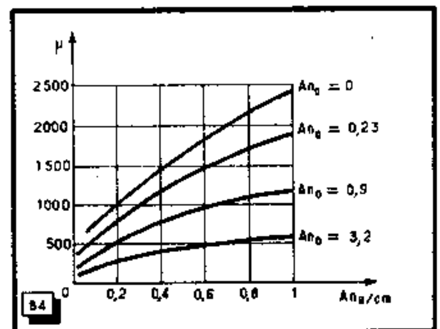
Enfin, lorsque les ampère-tours continus par cm prennent une valeur élevée (composante continue importante), il est nécessaire de prévoir un entrefer, dont la largeur optimum l_e est donnée par la formule suivante :

$$l_e = (10\,l + An_o) \, . \, 10^{-4} \qquad (240)$$

où l_e et l sont exprimés en cm et où An_o désigne les ampère-tours continus (nombre total).

La valeur de μ, modifiée par la présence de l'entrefer, peut être déterminée, approximativement, par la courbe de la figure 85, où L désigne la self-induction de l'enroulement (en henrys) et I_o le courant continu qui le traverse (en ampère).





Exemples

1. — Un transformateur B.F. intermédiaire, réalisé en tôles dont les dimensions sont indiquées dans la figure 86, possède les caractéristiques suivantes :

Section du noyau S : 3 cm² ;

Composante continue I_0 : 4 mA.

Calculer la perméabilité μ et la self-induction L_1 du primaire, sachant que ce dernier comporte 5000 spires.

Le nombre d'ampère-tours continus par centimètre est :

$$An_0 = I_0 \frac{n}{l}$$

avec l = 104 mm environ pour les tôles considérées, soit 10 cm en chiffre rond. Par conséquent :

$$An_0 = 4 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{5000}{10} = 2,$$

ce qui correspond, d'après la courbe de la figure 83, à $\mu = 200$ très sensiblement. Dans ces conditions, la self-induction L sera :

$$L = \frac{1{,}256 \cdot 25 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 10^2}{10} \cdot 10^{-8}$$

$$= 18{,}85 \text{ henrys.}$$

2. — Un transformateur, réalisé sur un noyau en tôles ayant les dimensions de la figure 86, possède les caractéristiques suivantes :

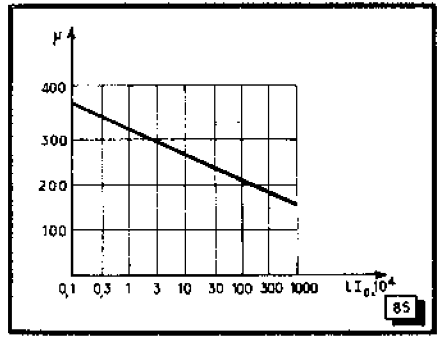
Nombre de spires au primaire : n = 2000 ;

Section du noyau : S = 4 cm² ;

Composante continue : $I_0 = 2$ mA ;

Composante alternative : $I_a = 1$ mA.

On demande de calculer approximativement la self-induction du primaire.



Ce problème peut être résolu en calculant les ampère-tours alternatifs et continus et en déduisant la valeur de μ d'après les courbes de la figure 84. Connaissant μ nous pouvons calculer L.

Dans le cas présent, nous avons :

$$An_a = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3}{10} = 0{,}2$$

et

$$An_0 = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3}{10} = 0{,}4.$$

Il en résulte que $\mu = 700$ environ. Dans ces conditions nous aurons :

$$L = \frac{1{,}256 \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 7 \cdot 10^2}{10} \cdot 10^{-8}$$

$$= \frac{141}{10} = 14{,}1 \text{ henrys environ.}$$

3. — Un transformateur de sortie, réalisé sur un noyau dont les dimensions des tôles sont données dans la figure 86, possède un primaire (L) parcouru par une composante continue de $I_0 = 40$ mA et dont la self-induction est de 6 henrys. La section du noyau étant S = 4 cm², on demande de calculer la largeur optimum de l'entrefer (l_e) et le nombre de spires du primaire.

Nous avons d'abord :

$$L I_0^2 \cdot 10^4 = 6 \cdot 16 \cdot 10^{-4} \cdot 10^4 = 96,$$

ce qui donne (fig. 85) $\mu = 200$, très sensiblement.

Le nombre de spires du primaire sera :

$$n = \sqrt{\frac{6 \cdot 10 \cdot 10^8}{1{,}256 \cdot 2 \cdot 10^2 \cdot 4}}$$

$$= \frac{7{,}75 \cdot 10^3}{3{,}16} = 2450 \text{ spires.}$$

Nous déterminons alors la largeur optimum de l'entrefer :

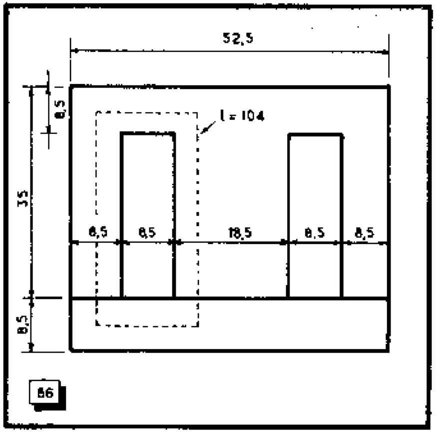
$$l_e = (100 + 4 \cdot 10^{-2} \cdot 2450)\, 10^{-4}$$

$$= 0{,}0198 \text{ cm} = 0{,}198 \text{ mm},$$

soit 0,2 mm en chiffre rond.

Cellules de découplage

Afin de diminuer les couplages parasites entre différents étages, à travers la source d'ali-



mentation, on utilise des filtres dits de découplage, dont le schéma de la figure 87 montre la disposition classique, dans le circuit anodique d'une lampe.

La capacité C_d doit être choisie de façon que sa capacitance à la plus basse fréquence amplifiée soit beaucoup plus faible que la somme de la résistance R_d et de la résistance propre R_i de la source d'alimentation.

L'efficacité d'une cellule de découplage est déterminée par le rapport :

$$\alpha = \frac{R_d + R_i}{X_c} \qquad (241)$$

où X_c est la capacitance indiquée plus haut.

Comme, par ailleurs, la résistance R_i est toujours de beaucoup inférieure à R_d, on peut écrire, approximativement,

$$\alpha \approx \frac{R_d}{X_c} = 6,28 \cdot 10^{-6} \, f \, C_d \, R_d. \qquad (242)$$

où C_d est exprimé en μF et R_d en ohms.

La résistance R_d est généralement choisie de façon que l'on ait :

$$R_d = 0,1 \text{ à } 0,25 \, R_a.$$

La valeur de C_d est de 0,25 à 8 μF pour les amplificateurs B.F., et de 0,01 à 0,1 μF pour les amplificateurs M.F. et H.F.

Dans le cas d'un amplificateur à trois étages (fig. 88), l'efficacité totale des cellules de découplage est :

$$\alpha = \alpha_1 \, \alpha_2. \qquad (243)$$

Exemples

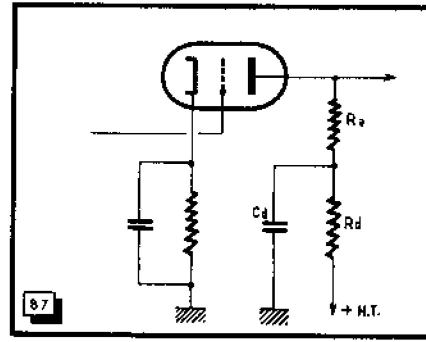
1. — Une cellule de découplage comporte un condensateur $C_d = 8 \ \mu F$ et une résistance $R_d = 50\,000$ ohms. Quelle est son efficacité pour la fréquence $f = 50$ Hz ?

Nous avons :

$$\alpha = 6,28 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 8$$

$$= 6,28 \cdot 2,5 \cdot 8 = 125 \text{ environ.}$$

2. — Les deux ensembles de découplage de la figure 88 comportent les mêmes éléments que dans l'exemple ci-dessus. Calculer l'efficacité totale pour $f = 30$ Hz.



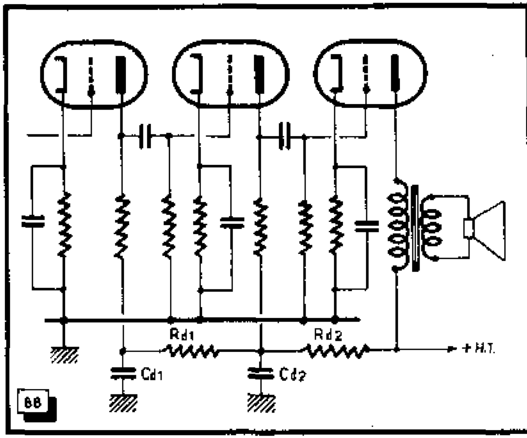
L'efficacité totale pour $f = 50$ Hz est évidemment :

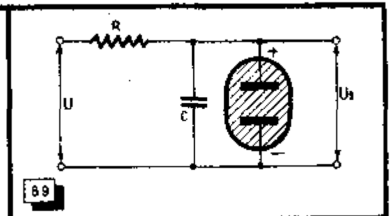
$$\alpha = \alpha_1 \, \alpha_2 = 125 \cdot 125 = 15\,600.$$

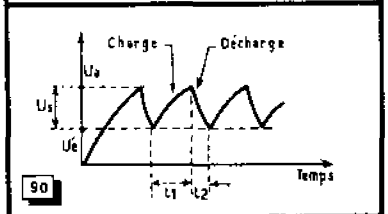
Pour la fréquence $f = 30$ Hz, elle diminue dans le rapport $(30/50)^2 = 0,36$ et devient $\alpha = 5600$.

Oscillateur avec lampe au néon

Pour un générateur simple de la figure 89, la fréquence et l'amplitude des oscillations en dents de scie (fig. 90) peuvent être calculées à l'aide de relations suivantes :







$$f = \frac{1}{2,3\ R\ C \log \dfrac{U - U_e}{U - U_a}} \qquad (244)$$

et

$$U_s = U_a - U_e. \qquad (245)$$

Dans ces formules, f représente la fréquence de l'oscillation, en **hertz** ;

R — la résistance série, en **ohms** ;

C — la capacité, en **farads** ;

U — la tension d'alimentation, en **volts** ;

U_a — la tension d'allumage, en **volts** ;

U_e — la tension d'extinction, en **volts** ;

U_s = l'amplitude de l'oscillation, en **volts**.

Exemples

1. — On veut obtenir une oscillation en dents de scie, de 600 Hz, à partir d'un oscillateur à lampe au néon. Nous avons R = 100 000 ohms, U = 250 volts, U_a = 100 volts, U_e = 90 volts. On demande de déterminer l'amplitude de la dent de scie et la capacité du condensateur C.

L'amplitude de l'oscillation est évidemment,

$$U_s = U_a - U_e = 10 \text{ volts.}$$

La valeur de la capacité se déduit de la formule (244) et nous avons :

$$C = \frac{1}{2,3\ .\ 10^5\ .\ 6\ .\ 10^2 \log \dfrac{160}{150}}$$

où :

$$\log \frac{160}{150} = \log 160 - \log 150 =$$

$$= 2,2041 - 2,1761 = 0,0280.$$

Par conséquent :

$$C = \frac{1}{3,72\ .\ 10^6} = 0,27\ .\ 10^{-6}$$

$$= 0,27\ \mu F.$$

2. — Un oscillateur à lampe au néon, monté suivant le schéma de la figure 89, possède les caractéristiques suivantes :

R = 200 000 ohms ;

C = 0,1 µF ;

U_a = 100 volts ;

U_e = 90 volts ;

U = 170 volts.

Calculer la fréquence f de l'oscillation.

Nous avons :

$$F = \frac{1}{2{,}3 \,.\, 2 \,.\, 10^{6} \,.\, 1 \,.\, 10^{-8} \log \frac{80}{70}}$$

$$= \frac{1}{4{,}6 \,.\, 10^{-2} \,.\, 5{,}8 \,.\, 10^{-2}} = \frac{10^{4}}{26{,}7} = 375 \text{ Hz.}$$

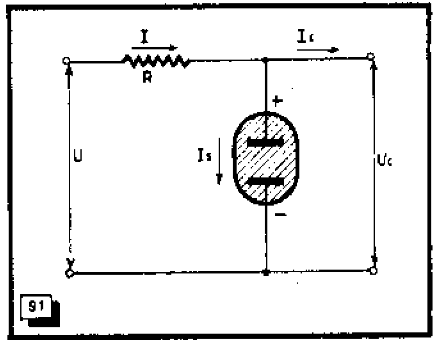
Stabilisateurs de tension au néon (stabilovolts)

Un stabilovolt est généralement monté suivant le schéma de la figure 91. La variation de la tension U_c aux bornes de la charge, en fonction de la variation de la tension d'alimentation U, peut être déterminée par la formule :

$$\Delta U_c = \frac{R_1}{R} \Delta U, \qquad (246)$$

où R_1 est la résistance propre du stabilovolt, en alternatif, dans la zone de fonctionnement. Cette résistance, pour de faibles variations de tension, est comprise généralement entre 20 et 150 ohms.

La résistance de protection R est déterminée par la relation :



$$R = \frac{U - U_c}{I_c + I_s}, \qquad (247)$$

où I_c est le courant consommé par l'ensemble alimenté et I_s est le courant moyen de fonctionnement du stabilisateur.

Les deux courants sont exprimés en ampère. La stabilisation est d'autant meilleure que R est plus grand, c'est-à-dire que U est plus élevée.

Exemples

1. — Pour stabiliser une tension on utilise un tube stabilisateur OA2, avec une source de tension = 300 volts. Par ailleurs, la valeur des différents courants est : $I_c = 15$ mA ; $I_s = 10$ mA. Calculer la valeur de la résistance R.

Cette valeur est donnée immédiatement par la formule (247), c'est-à-dire :

$$R = \frac{300 - 150}{25 \,.\, 10^{-3}} = \frac{150 \,.\, 10^{3}}{25},$$
$$= 6000 \text{ ohms.}$$

2. — Dans quelles limites variera la tension de sortie de l'exemple ci-dessus, en supposant que U varie de ± 30 volts et que R_1 = 100 ohms.

Nous avons (formule 246) :

$$\Delta U_c = \frac{100}{6000} \times 30 = 0{,}5.$$

La tension de sortie stabilisée variera donc de ± 0,5 volt.

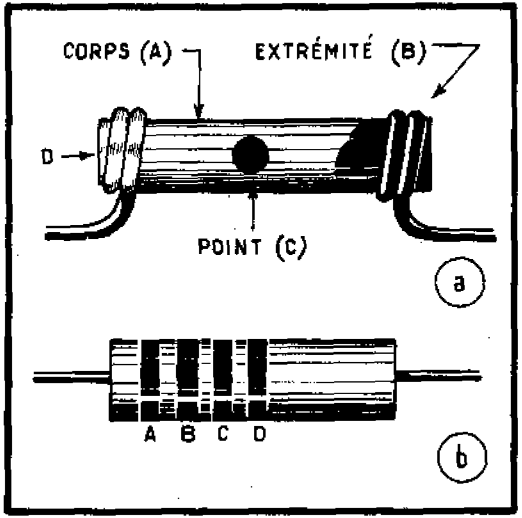
TABLEAUX NUMÉRIQUES

Les différents tableaux numériques que nous publions ci-après ont été conçus pour vous permettre de trouver rapidement certains chiffres ou facteurs très souvent utilisés dans les calculs de radio-électricité : réactances, décibels, composante alternative de ronflement, efficacité d'un filtre, etc.

D'autres tableaux, sans donner directement le chiffre recherché, permettent de réduire certains calculs relativement longs à deux opérations très simples : division et multiplication. C'est le cas des tableaux relatifs au calcul des résistances en parallèle ou des capacités en série, des impédances complexes constituées pour une réactance et une résistance en série ou en parallèle, etc.

CODE DE COULEURS

Couleur	A	B	C	D
Noir		0		
Marron	1	1	0	
Rouge	2	2	00	
Orange	3	3	000	
Jaune	4	4	0000	
Vert	5	5	00000	
Bleu	6	6	000000	
Violet	7	7		
Gris	8	8		
Blanc	9	9		
Or	—	—	—	± 5 %
Argent	—	—	—	± 10 %
Sans couleur	—	—	—	± 20 %



La couleur de A (corps de la résistance ou première bande) indique le premier chiffre.

La couleur de B (l'une des extrémités ou la deuxième bande) indique le deuxième chiffre.

La couleur de C (le point ou la troisième bande) indique le nombre de zéros à ajouter aux deux premiers chiffres.

La couleur de D indique la tolérance, en pour-cent, par rapport à la valeur nominale.

A noter que, pour la disposition *(a)* :

1. — Lorsque le point de couleur n'existe pas, cela veut dire qu'il est de la même couleur que le corps.

2. — Lorsque l'extrémité D est de la même couleur que le corps, cela veut dire que la tolérance est de ± 20 %.

TABLEAU RÉSUMANT LA COLORATION DES RÉSISTANCES STANDARDISÉES

Résistance (ohms)	A	B	C	Résistance (ohms)	A	B	C	Résistance (ohms)	A	B	C
56	Vert	Bleu	Noir	3.900	Orange	Blanc	Rouge	270.000	Rouge	Violet	Jaune
68	Bleu	Gris	Noir	4.700	Jaune	Violet	Rouge	330.000	Orange	Orange	Jaune
82	Gris	Rouge	Noir	5.600	Vert	Bleu	Rouge	390.000	Orange	Blanc	Jaune
100	Marron	Noir	Marron	6.800	Bleu	Gris	Rouge	470.000	Jaune	Violet	Jaune
120	Marron	Rouge	Marron	8.200	Gris	Rouge	Rouge	560.000	Vert	Bleu	Jaune
150	Marron	Vert	Marron	10.000	Marron	Noir	Orange	680.000	Bleu	Gris	Jaune
180	Marron	Gris	Marron	12.000	Marron	Rouge	Orange	820.000	Gris	Rouge	Jaune
220	Rouge	Rouge	Marron	15.000	Marron	Vert	Orange	1 MΩ	Marron	Noir	Vert
270	Rouge	Violet	Marron	18.000	Marron	Gris	Orange	1,2 MΩ	Marron	Rouge	Vert
330	Orange	Orange	Marron	22.000	Rouge	Rouge	Orange	1,5 MΩ	Marron	Vert	Vert
390	Orange	Blanc	Marron	27.000	Rouge	Violet	Orange	1,8 MΩ	Marron	Gris	Vert
470	Jaune	Violet	Marron	33.000	Orange	Orange	Orange	2,2 MΩ	Rouge	Rouge	Vert
560	Vert	Bleu	Marron	39.000	Orange	Blanc	Orange	2,7 MΩ	Rouge	Violet	Vert
680	Bleu	Gris	Marron	47.000	Jaune	Violet	Orange	3,3 MΩ	Orange	Orange	Vert
820	Gris	Rouge	Marron	56.000	Vert	Bleu	Orange	3,9 MΩ	Orange	Blanc	Vert
1.000	Marron	Noir	Rouge	68.000	Bleu	Gris	Orange	4,7 MΩ	Jaune	Violet	Vert
1.200	Marron	Rouge	Rouge	82.000	Gris	Rouge	Orange	5,6 MΩ	Vert	Bleu	Vert
1.500	Marron	Vert	Rouge	100.000	Marron	Noir	Jaune	6,8 MΩ	Bleu	Gris	Vert
1.800	Marron	Gris	Rouge	120.000	Marron	Rouge	Jaune	8,2 MΩ	Gris	Rouge	Vert
2.200	Rouge	Rouge	Rouge	150.000	Marron	Vert	Jaune	10 MΩ	Marron	Noir	Bleu
2.700	Rouge	Violet	Rouge	180.000	Marron	Gris	Jaune				
3.300	Orange	Orange	Rouge	220.000	Rouge	Rouge	Jaune				

COURANT MAXIMUM ADMISSIBLE SUIVANT LA DISSIPATION D'UNE RÉSISTANCE

Valeur de R	Courant admissible en mA pour une résistance de :							
	1/8 W	1/4 W	1/2 W	1 W	2 W	5 W	10 W	20 W
50	50	71	100	143	200	316	450	630
100	35	50	70	100	142	224	316	448
150	28	40	58	83	116	182	260	365
200	24	35	50	71	100	158	225	316
250	22	31,5	44,8	63	90	142	203	284
300	20	29	41	58	82	128	183	256
350	18	27	38	54	76	120	169	240
400	17,5	25	35,5	50	71	112	158	224
450	16,5	23	33,4	46	67	104	149	208
500	15,6	22	31,5	44	63	100	142	200
600	14,2	20	29	41	58	91	130	182
1.000	11	15,8	22,4	31,5	45	71	100	142
1.500	9	12,9	18,2	25,5	36,5	58	82	116
2.000	7,8	11	15,8	22,4	31,5	50	71	100
2.500	7	10	14,2	20	28,5	45	64	90
3.000	6,4	9,1	13	18,3	26	41	58	82
4.000	5,5	7,9	11,2	15,8	22,4	35	50	70
5.000	5	7,1	10	14,2	20	32	45	64
10.000	3,5	5	7,1	10	14,2	22	31,6	44
15.000	2,8	4,1	5,8	8,1	11,6	18	26	36
20.000	2,5	3,5	5	7,1	10	16	22,5	32
25.000	2,2	3,1	4,4	6,3	8,9	14	20	28
30.000	2,05	2,9	4,1	5,8	8,2	13	18,3	26
40.000	1,75	2,5	3,5	5	7	11	15,8	22
50.000	1,58	2,2	3,1	4,4	6,1	9,8	14,2	20
75.000	1,29	1,83	2,6	3,6	5,2	8	11,4	16
100.000	1,1	1,58	2,2	3,1	4,5	7	10	14
150.000	0,9	1,29	1,81	2,6	3,6	6	8,2	12
200.000	0,78	1,1	1,58	2,2	3,1	5	7,1	10
250.000	0,7	1	1,42	2	2,8	4,5	6,4	9
300.000	0,65	0,9	1,3	1,8	2,6	4,1	5,8	8,2
400.000	0,57	0,78	1,12	1,57	2,2	3,5	5	7
500.000	0,49	0,7	1	1,4	2	3,15	4,5	6,3
1 MΩ	0,35	0,49	0,7	1	1,4	2,2	3,16	4,4
2 MΩ	0,25	0,35	0,5	0,7	1	1,6	2,25	3,2
5 MΩ	0,15	0,23	0,3	0,46	0,6	1	1,42	2
10 MΩ	0,1	0,15	0,23	0,3	0,5	0,7	1	1,4

RÉSISTANCES EN PARALLÈLE OU CAPACITÉS EN SÉRIE

R_1/R_2	Multiplier R_2 par :	R_1/R_2	Multiplier R_2 par :	R_1/R_2	Multiplier R_2 par :	R_1/R_2	Multiplier R_2 par :
1	0,5000	2	0,6667	4,6	0,8215	10,5	0,9130
1,05	0,5125	2,1	0,6775	4,8	0,8280	11	0,9170
1,10	0,5240	2,2	0,6875	5	0,8335	11,5	0,9200
1,15	0,5350	2,3	0,6970	5,25	0,8405	12	0,9230
1,20	0,5455	2,4	0,7060	5,50	0,8460	12,5	0,9260
1,25	0,5560	2,5	0,7145	5,75	0,8520	13	0,9290
1,30	0,5650	2,6	0,7225	6	0,8575	13,5	0,9315
1,35	0,5750	2,7	0,7300	6,25	0,8620	14	0,9335
1,40	0,5835	2,8	0,7370	6,50	0,8670	14,5	0,9355
1,45	0,5920	2,9	0,7435	6,75	0,8710	15	0,9375
1,50	0,6000	3	0,7500	7	0,8750	16	0,9410
1,55	0,6080	3,15	0,7590	7,35	0,8810	17	0,9450
1,60	0,6155	3,30	0,7675	7,70	0,8850	18	0,9480
1,65	0,6230	3,45	0,7755	8	0,8889	19	0,9500
1,70	0,6300	3,60	0,7825	8,35	0,8930	20	0,9520
1,75	0,6361	3,75	0,7890	8,70	0,8969	21	0,9550
1,80	0,6430	3,90	0,7960	9	0,9000	22	0,9570
1,85	0,6495	4	0,8000	9,35	0,9035	23	0,9590
1,90	0,6550	4,2	0,8080	9,70	0,9070	24	0,9600
1,95	0,6615	4,4	0,8150	10	0,9091	25	0,9615

Pour calculer rapidement la résultante de deux résistances R_1 et R_2 en parallèle, ou de deux capacités C_1 et C_2 en série, procéder comme suit, en supposant que $R_1 \geqslant R_2$ et $C_1 \geqslant C_2$:

1. — Faire le rapport R_1/R_2 (ou C_1/C_2);

2. — Chercher la valeur de ce rapport dans la première colonne de chaque tranche du tableau ci-dessus;

3. — Multiplier R_2 (ou C_2) par le coefficient correspondant de la deuxième colonne.

Exemples.

1. — $R_1 = 2700$ ohms; $R_2 = 470$ ohms. $R_1/R_2 = 5{,}75$. — Donc résultante $= R_2 \times 0{,}852 = 400$ ohms.

2. — $C_1 = 500$ pF; $C_2 = 125$ pF. $C_1/C_2 = 4$. Donc résultante $= C_2 \times 0{,}8 = 100$ pF.

CAPACITANCE EN OHMS DANS LES LIMITES DES FRÉQUENCES ACOUSTIQUES

Capacité en µF	Fréquences en périodes par seconde										
	50	100	200	400	800	1.000	1.500	2.000	3.000	5.000	10.000
0,00005	64.000.000	32.000.000	16.000.000	8.000.000	4.000.000	3.200.000	2.130.000	1.600.000	1.065.000	640.000	320.000
0,0001	32.000.000	16.000.000	8.000.000	4.000.000	2.000.000	1.600.000	1.065.000	800.000	532.500	320.000	160.000
0,00015	21.300.000	10.650.000	5.325.000	2.662.500	1.331.250	1.065.000	710.000	532.500	355.000	213.000	106.500
0,0002	16.000.000	8.000.000	4.000.000	2.000.000	1.000.000	800.000	532.400	400.000	266.200	160.000	80.000
0,00025	12.800.000	6.400.000	3.200.000	1.600.000	800.000	640.000	426.000	320.000	213.000	128.000	64.000
0,0005	6.400.000	3.200.000	1.600.000	800.000	400.000	320.000	213.000	160.000	106.500	64.000	32.000
0,001	3.200.000	1.600.000	800.000	400.000	200.000	160.000	106.500	80.000	53.250	32.000	16.000
0,002	1.600.000	800.000	400.000	200.000	100.000	80.000	53.250	40.000	26.625	16.000	8.000
0,005	640.000	320.000	160.000	80.000	40.000	32.000	21.300	16.000	10.650	6.400	3.200
0,01	320.000	160.000	80.000	40.000	20.000	16.000	10.650	8.000	5.325	3.200	1.600
0,015	213.000	106.500	53.250	26.625	13.312	10.650	7.100	5.325	3.550	2.130	1.065
0,02	160.000	80.000	40.000	20.000	10.000	8.000	5.324	4.000	2.662	1.600	800
0,05	64.000	32.000	16.000	8.000	4.000	3.200	2.130	1.600	1.065	640	320
0,1	32.000	16.000	8.000	4.000	2.000	1.600	1.064	800	532	320	160
0,15	21.300	10.650	5.325	2.662	1.331	1.065	710	532	355	213	106
0,2	16.000	8.000	4.000	2.000	1.000	800	532	400	266	160	80
0,25	12.800	6.400	3.200	1.600	800	640	426	320	213	128	64
0,5	6.400	3.200	1.600	800	400	320	212	160	106	64	32
1	3.200	1.600	800	400	200	160	106	80	53	32	16
2	1.600	800	400	200	100	80	52	40	26	16	8
4	800	400	200	100	50	40	26	20	13	8	4
8	400	200	100	50	25	20	12	10	6	4	2
16	200	100	50	25	12,5	10	8	5	3	2	1
25	128	64	32	16	8	6,4	4,2	3,2	2,1	1,28	0,64
32	100	50	25	12,5	6,25	5	3,2	2,5	1,6	1	0,5
50	64	32	16	8	4	3,2	2	1,6	1	0,64	0,32

CAPACITANCE EN OHMS POUR LES HAUTES FRÉQUENCES

Capacité en pF	Fréquences en kHz							
	100	300	450	600	1.000	1.500	5.000	10.000
5	320.000	106.500	71.000	53.250	32.000	21.300	6.400	3.200
10	160.000	53.250	35.600	26.625	16.000	10.650	3.200	1.600
25	64.000	21.300	14.200	10.650	6.400	4.260	1.280	640
50	32.000	10.650	7.100	5.325	3.200	2.130	640	320
100	16.000	5.325	3.500	2.662	1.600	1.065	320	160
150	10.650	3.550	2.350	1.775	1.065	710	212	106
200	8.000	2.662	1.700	1.331	800	532	160	80
250	6.000	2.130	1.420	1.056	640	426	128	64
300	5.320	1.775	1.150	887	532	355	106	53
400	4.000	1.331	850	665	400	266	80	40
500	3.200	1.065	710	532	320	213	64	32
1.000	1.600	532	350	266	160	106	32	16
2.000	800	266	170	133	80	53	16	8
3.000	532	177	115	88	53	35	10,6	5,3
5.000	320	106	71	53	32	21	6,4	3,2
10.000	160	53	35	26	16	10,6	3,2	1,6
15.000	106	35	23	17,5	10	7	2	1
20.000	80	26	17	13	8	5,2	1,6	0,8
50.000	32	10,6	7,1	5,3	3,2	2,1	0,64	0,32
100.000	16	5,3	3,5	2,6	1,6	1	0,32	0,16

RÉACTANCE DES BOBINES AUX DIFFÉRENTES FRÉQUENCES

Self-induction en henrys	Fréquences en périodes-seconde											
	25	50	100	150	200	250	300	400	800	1.000	5.000	10.000
1	157	314	628	942	1.256	1.570	1.884	2.512	5.024	6.280	31.400	62.800
2	314	628	1.256	1.884	2.512	3.140	3.768	5.024	10.048	12.560	62.800	125.600
3	471	942	1.884	2.826	3.768	4.710	5.651	7.536	15.080	18.840	94.200	188.400
4	628	1.256	2.512	3.768	5.024	6.280	7.536	10.048	20.096	25.120	125.600	251.200
5	785	1.570	3.140	4.710	6.280	7.850	9.420	12.560	25.120	31.400	157.000	314.000
6	942	1.884	3.770	5.650	7.540	9.420	11.300	15.080	30.160	37.700	188.400	377.000
7	1.100	2.200	4.400	6.600	8.800	11.000	13.200	17.600	35.200	44.000	220.000	440.000
8	1.256	2.512	5.024	7.540	10.050	12.560	15.080	20.100	40.200	50.250	251.000	502.500
9	1.410	2.820	5.650	8.480	11.300	14.130	16.800	22.400	44.800	56.000	280.000	560.000
10	1.570	3.140	6.280	9.420	12.560	15.700	18.800	25.100	50.250	62.800	314.000	628.000
11	1.730	3.460	6.920	10.360	13.840	17.270	20.720	27.680	55.360	69.200	396.000	692.000
12	1.884	3.770	7.540	11.300	15.080	18.840	22.600	30.160	60.320	75.400	377.000	754.000
13	2.040	4.080	8.160	12.240	16.320	20.400	24.480	32.640	65.280	81.600	408.000	816.000
14	2.200	4.400	8.800	13.200	17.600	22.000	26.400	35.200	70.400	88.000	440.000	880.000
15	2.355	4.710	9.420	14.130	18.840	23.550	28.260	37.680	75.400	94.200	471.000	942.000
16	2.512	5.024	10.050	15.080	20.100	25.120	30.160	40.200	80.400	100.500	502.500	1.005.000
17	2.670	5.340	10.680	16.000	21.360	26.700	32.000	42.700	85.400	106.800	534.000	1.068.000
18	2.820	5.650	11.300	16.950	22.600	28.260	33.900	45.200	90.400	113.000	565.000	1.130.000
19	2.980	5.970	11.900	17.900	23.860	29.800	35.800	47.700	95.400	119.000	595.000	1.190.000
20	3.140	6.280	12.560	18.840	25.120	31.400	37.680	50.200	100.500	125.000	628.000	1.250.000

FILS ÉMAILLÉS

Diamètre du fil nu en mm	Section en mm²	Diamètre du fil recouvert en mm	Nombre de spires par cm	Résistance en ohms *pour 100 m*	Poids pour 1.000 m *en grammes*	Longueur pour 1 kilog en mètres	Intensité en ampères pour une densité de courant de		
							2 A/mm²	2,5 A/mm²	3 A/mm²
0,08	0,0050	0,115	86	356	46	21.700	0,010	0,013	0,015
0,10	*0,0078*	0,138	72	228	72,3	13.800	0,016	0,020	0,024
0,12	0,0113	0,163	61	158	103,5	9.660	0,022	0,028	0,034
0,15	0,0177	0,200	50	100,4	159	6.290	0,035	0,045	0,053
0,18	0,0254	0,236	42,3	70,2	231	4.330	0,051	0,063	0,076
0,20	0,0314	0,259	38,6	56,7	286	3.500	0,063	0,080	0,094
0,22	0,0380	0,282	35,4	46,8	346	2.915	0,076	0,095	0,114
0,25	0,0491	0,316	31,6	36,3	434	2.305	0,098	0,120	0,147
0,28	0,0616	0,350	28,5	28,9	560	1.796	0,123	0,154	0,184
0,30	0,0707	0,374	26,7	25,2	643	1.561	0,141	0,175	0,212
0,32	0,0884	0,396	25,2	21,9	732	1.371	0,161	0,201	0,241
0,35	0,0962	0,430	23,2	18,5	873	1.145	0,190	0,240	0,289
0,38	0,1134	0,460	21,7	15,7	1.028	972	0,227	0,283	0,340
0,40	0,1257	0,487	20,5	14,2	1.143	880	0,251	0,310	0,377
0,45	0,159	0,540	18,5	11,2	1.443	696	0,318	0,400	0,477
0,50	0,196	0,595	16,7	9,08	1.780	563	0,390	0,490	0,588
0,55	0,238	0,650	15,38	7,48	2.150	465	0,476	0,600	0,714
0,60	0,283	0,700	14,28	6,29	2.384	392	0,566	0,700	0,849
0,65	0,332	0,750	13,3	5,36	3.000	334	0,664	0,830	1
0,70	0,385	0,810	12,34	4,62	3.536	263	0,770	0,960	1,16
0,75	0,442	0,860	11,62	4,03	3.990	241,2	0,884	1,1	1,33
0,80	0,503	0,920	10,86	3,54	4.490	223	1,01	1,26	1,51
0,90	0,636	1,03	9,7	2,8	5.620	177,6	1,27	1,6	1,91
1	0,785	1,13	8,84	2,27	7.070	141,5	1,57	1,96	2,36
1,2	1,131	1,34	7,46	1,58	10.220	97,8	2,26	2,83	3,39
1,3	1,327	1,44	6,94	1,34	11.940	83,8	2,65	3,32	3,98

DÉCIBELS

dB	Rapport de tensions ou d'intensités		Rapport de puissances	
	Gain	Affaibl.	Gain	Affaibl.
0,1	1,01	0,989	1,02	0,977
0,2	1,02	0,977	1,05	0,955
0,3	1,03	0,966	1,07	0,933
0,4	1,05	0,955	1,10	0,912
0,5	1,06	0,944	1,12	0,891
0,6	1,07	0,933	1,15	0,871
0,7	1,08	0,923	1,17	0,851
0,8	1,10	0,912	1,20	0,832
0,9	1,11	0,902	1,23	0,813
1	1,12	0,891	1,26	0,794
1,1	1,13	0,881	1,29	0,776
1,2	1,15	0,871	1,32	0,759
1,3	1,16	0,861	1,35	0,741
1,4	1,17	0,851	1,38	0,724
1,5	1,19	0,841	1,41	0,708
1,6	1,20	0,832	1,44	0,692
1,7	1,22	0,822	1,48	0,676
1,8	1,23	0,813	1,51	0,661
1,9	1,24	0,803	1,55	0,646
2	1,26	0,794	1,58	0,631

dB	Rapport de tensions ou d'intensités		Rapport de puissances	
	Gain	Affaibl.	Gain	Affaibl.
2,2	1,29	0,776	1,66	0,603
2,4	1,32	0,759	1,74	0,575
2,6	1,35	0,741	1,82	0,550
2,8	1,38	0,724	1,90	0,525
3	1,41	0,708	1,99	0,501
3,2	1,44	0,692	2,09	0,479
3,4	1,48	0,676	2,19	0,457
3,6	1,51	0,661	2,29	0,436
3,8	1,55	0,646	2,40	0,417
4	1,58	0,631	2,51	0,398
4,2	1,62	0,617	2,63	0,380
4,4	1,66	0,603	2,75	0,363
4,6	1,70	0,589	2,88	0,347
4,8	1,74	0,575	3,02	0,331
5	1,78	0,562	3,16	0,316
5,5	1,88	0,531	3,55	0,282
6	1,99	0,501	3,98	0,251
6,5	2,11	0,473	4,47	0,224
7	2,24	0,447	5,01	0,199
7,5	2,37	0,422	5,62	0,178

dB	Rapport de tensions ou d'intensités		Rapport de puissances	
	Gain	Affaibl.	Gain	Affaibl.
8	2,51	0,398	6,31	0,158
8,5	2,66	0,376	7,08	0,141
9	2,82	0,355	7,94	0,126
9,5	2,98	0,335	8,91	0,112
10	3,16	0,316	10	0,100
11	3,55	0,282	12,6	0,079
12	3,98	0,251	15,8	0,063
13	4,47	0,224	19,9	0,050
14	5,01	0,199	25,1	0,040
15	5,62	0,178	31,6	0,032
16	6,31	0,158	39,8	0,025
17	7,08	0,141	50,1	0,020
18	7,94	0,126	63,1	0,016
19	8,91	0,112	79,4	0,013
20	10	0,100	100	0,010
25	17,7	0,056	316	$3,16 . 10^{-3}$
30	31,6	0,032	1.000	$1 . 10^{-3}$
35	56	0,018	3.160	$3,16 . 10^{-4}$
40	100	0,010	10.000	$1 . 10^{-4}$
45	178	0,006	31.600	$3,16 . 10^{-5}$

TENSION DE RONFLEMENT A L'ENTRÉE D'UN FILTRE

Composante à 100 Hz
(redressement de deux alternances)

Charge en ohms	Valeur du premier condensateur du filtre en µF			
	8	16	24	32
2.000	14	7	4,65	3,5
2.500	11	5,5	3,7	2,8
3.000	9,5	4,75	3,15	2,4
3.500	8	4	2,7	2
4.000	7	3,5	2,35	1,75
4.500	6,2	3,1	2,1	1,6
5.000	5,5	2,75	1,85	1,4
6.000	4,6	2,3	1,55	1,15
7.000	4	2	1,35	1
8.000	3,5	1,75	1,15	0,87
9.000	3,1	1,55	1,05	0,78
10.000	2,8	1,4	0,95	0,7
15.000	1,9	0,95	0,62	0,47
20.000	1,4	0,7	0,47	0,35
25.000	1,1	0,55	0,37	0,28
30.000	0,95	0,47	0,31	0,24

Composante à 50 Hz
(redressement d'une seule alternance)

Charge en ohms	Valeur du premier condensateur du filtre en µF			
	8	16	32	50
1.000	93	47	23,5	15
1.250	75	37,5	19	12
1.500	62	31	15,5	10
1.750	53	26,5	13,3	8,5
2.000	47	23,5	12	7,5
2.250	42	21	10,5	6,7
2.500	38	19	9,5	6
2.750	34	17	8,5	5,5
3.000	31	15,5	7,7	5
3.500	27	13,5	6,7	4,3
4.000	23	11,5	5,7	3,75
4.500	21	10,5	5,2	3,4
5.000	19	9,5	4,7	3
5.500	17	8,5	4,2	2,75
6.000	15,5	7,7	3,8	2,5
6.500	14	7	3,5	2,3
7.000	13,5	6,7	3,3	2,15

Le ronflement à l'entrée d'un redresseur dépend de la charge sur laquelle débite ce redresseur et de la capacité du condensateur à l'entrée du filtre.

La valeur de la charge, en ohms, s'obtient en divisant la tension redressée à l'entrée du filtre par le courant total débité par le redresseur. Par exemple, si nous avons 280 volts à l'entrée du filtre et un débit de 70 mA (0,07 A), la charge sera

$$280/0{,}07 = 4000 \text{ ohms.}$$

Les deux tableaux ci-dessus nous donnent le ronflement en pour-cent de la tension existant à l'entrée du filtre. C'est ainsi que pour l'exemple ci-dessus le pourcentage, dans le cas d'un redressement « biplaque », sera de 3,5 % avec un condensateur de 16 µF, soit une composante alternative de

$$280.3{,}5/100 = 9{,}8 \text{ volts.}$$

EFFICACITÉ D'UN FILTRE L-C

Composante à 100 Hz
(redressement de deux alternances)

L en henrys	Capacité en µF			
	8	16	24	32
2	5,3	11,6	18	24,2
3	8,5	18	27,5	37
4	11,6	24,2	37	49,5
5	14,8	30,6	46,5	62
6	18	37	56	74,5
7	21	43	65	87
8	24,2	49,5	74,5	100
9	27,5	56	84	112
10	30,6	62	94	125
12	37	74,5	112	150
15	46,5	94	141	188
18	56	112	170	226
20	62	125	180	251
25	78	157	235	315
30	94	188	283	378

Composante à 50 Hz
(redressement d'une seule alternance)

L en henrys	Capacité en µF			
	8	16	32	50
2	1	2,16	5,3	8,8
3	1,4	3,75	8,5	13,7
4	2,16	5,3	11,6	16,6
5	2,95	6,9	14,8	23,6
6	3,75	8,5	18	28,4
7	4,55	10,1	21,2	33,4
8	5,3	11,65	24,3	38,2
9	6,1	13,2	27,4	43
10	6,9	14,8	30,6	48
12	8,5	18	37	58
15	10,8	22,7	46,5	72,5
18	13,2	27,4	56	87
20	14,8	30,6	62	97
25	18,7	38,5	78	121
30	22,7	46,5	94	146

L'efficacité d'un filtre est définie par le rapport

$$\frac{\text{Composante alternative à l'entrée}}{\text{Composante alternative à la sortie}},$$

de sorte qu'il est facile de prédéterminer l'efficacité que doit avoir un filtre pour ne laisser à la sortie qu'un pourcentage de ronflement à ne pas dépasser. A noter que le rapport ci-dessus peut faire intervenir soit des volts, soit des pour-cent, ce qui pratiquement revient au même.

Si, par exemple, nous ne devons pas dépasser à la sortie 0,1 % de ronflement et que nous avons à l'entrée 3,5 %, l'efficacité du filtre devra être de 3,5/0,1 = 35 au moins.

Si la composante alternative est à 100 Hz et le condensateur à la sortie du filtre de 16 µF, nous devons prendre une inductance d'au moins 6 henrys.

EFFICACITÉ D'UN FILTRE R-C

Composante à 100 Hz
(redressement de deux alternances)

R en ohms	Capacité en µF				
	8	16	24	32	50
250	1,6	2,7	3,9	5,1	7,9
500	2,7	5,1	7,5	10	15,6
750	3,9	7,5	11,2	15	23,4
1.000	5,1	10	15	20	31,2
2.000	10	20	30	40	62,5
3.000	15	30	45	60	94
4.000	20	40	60	80	125
5.000	25	50	75	100	155
6.000	30	60	90	120	187
7.000	35	70	105	140	218
8.000	40	80	120	160	250
10.000	50	100	150	200	310
15.000	75	150	225	300	470
20.000	100	200	300	400	625
25.000	125	250	375	500	775
30.000	150	300	450	600	940
35.000	175	350	525	700	1.090
40.000	200	400	600	800	1.250
50.000	250	500	750	1.000	1.550

Composante à 50 Hz
(redressement d'une seule alternance)

R en ohms	Capacité en µF				
	8	16	24	32	50
250	1,68	2,26	2,28	3,5	4,9
500	2,26	3,5	4,77	6	8,8
750	2,88	4,77	6,65	8,5	12,8
1.000	3,5	6	8,5	11	16,7
2.000	6	11	16	21	32
3.000	8,5	16	23,6	31	48
4.000	11	21	31	41	64
5.000	13,6	26	39	51	79,5
6.000	16,7	31	46	61	95
7.000	18,5	36	54	71	111
8.000	21	41	61	81	127
10.000	26	51	76	100	158
15.000	38,5	76	114	150	237
20.000	51	100	150	200	315
25.000	64	125	188	250	394
30.000	76	150	225	300	472
35.000	88	175	263	350	550
40.000	100	200	300	400	630
50.000	125	250	376	500	785

L'efficacité d'un filtre R-C, comme celle d'un filtre L-C, est définie par le rapport

$$\frac{\text{Composante alternative à l'entrée}}{\text{Composante alternative à la sortie}},$$

rapport qui peut faire intervenir les volts ou les pour-cent.

On voit, par exemple, que si l'on doit obtenir une efficacité de 35 avec une composante à 100 Hz et une résistance de 3000 ohms, on doit prendre un condensateur de 24 µF au moins.

Si une même efficacité était exigée avec une composante à 50 Hz, il faudrait un condensateur de 50 µF.

Inversement, avec une composante à 50 Hz et un condensateur de 8 µF seulement, il est nécessaire de prévoir une résistance de 15.000 ohms pour obtenir une efficacité de 35.

IMPÉDANCE RÉSULTANTE D'UNE RÉSISTANCE ET D'UNE RÉACTANCE EN PARALLÈLE

X/R ou R/X	Z/R ou Z/X	X/R ou R/X	Z/R ou Z/X	X/R ou R/X	Z/R ou Z/X	X/R ou R/X	Z/R ou Z/X	X/R ou R/X	Z/R ou Z/X
0,10	0,0995	0,34	0,3219	0,58	0,5017	0,82	0,6341	1,60	0,8480
0,11	0,1093	0,35	0,3304	0,59	0,5082	0,83	0,6387	1,70	0,8619
0,12	0,1191	0,36	0,3387	0,60	0,5145	0,84	0,6432	1,80	0,8742
0,13	0,1289	0,37	0,3470	0,61	0,5208	0,85	0,6477	1,90	0,8850
0,14	0,1386	0,38	0,3552	0,62	0,5269	0,86	0,6520	2	0,8944
0,15	0,1483	0,39	0,3634	0,63	0,5330	0,87	0,6564	2,20	0,9104
0,16	0,1580	0,40	0,3714	0,64	0,5390	0,88	0,6606	2,40	0,9231
0,17	0,1676	0,41	0,3793	0,65	0,5450	0,89	0,6648	2,60	0,9333
0,18	0,1771	0,42	0,3872	0,66	0,5508	0,90	0,6690	2,80	0,9418
0,19	0,1867	0,43	0,3950	0,67	0,5566	0,91	0,6730	3	0,9487
0,20	0,1961	0,44	0,4027	0,68	0,5623	0,92	0,6771	3,20	0,9545
0,21	0,2055	0,45	0,4103	0,69	0,5679	0,93	0,6810	3,40	0,9594
0,22	0,2149	0,46	0,4179	0,70	0,5735	0,94	0,6849	3,60	0,9635
0,23	0,2242	0,47	0,4254	0,71	0,5789	0,95	0,6888	3,80	0,9671
0,24	0,2334	0,48	0,4327	0,72	0,5843	0,96	0,6925	4	0,9702
0,25	0,2425	0,49	0,4400	0,73	0,5895	0,97	0,6963	5	0,9807
0,26	0,2516	0,50	0,4472	0,74	0,5946	0,98	0,6999	6	0,9864
0,27	0,2607	0,51	0,4543	0,75	0,6000	0,99	0,7036	7	0,9902
0,28	0,2696	0,52	0,4613	0,76	0,6051	1	0,7071	8	0,9921
0,29	0,2785	0,53	0,4683	0,77	0,6101	1,10	0,7400	9	0,9939
0,30	0,2874	0,54	0,4751	0,78	0,6150	1,20	0,7682	10	0,9950
0,31	0,2961	0,55	0,4819	0,79	0,6199	1,30	0,7926		
0,32	0,3048	0,56	0,4886	0,80	0,6246	1,40	0,8137		
0,33	0,3134	0,57	0,4952	0,81	0,6289	1,50	0,8320		

Pour trouver l'impédance résultante Z d'une résistance R et d'une réactance X en parallèle, on fait le rapport X/R et on multiplie R par la valeur correspondante du rapport Z/R.

Par exemple : si X = 40.000 ohms et R = 10.000 ohms, nous avons X/R = 4 et Z/R = 0,9702, ce qui donne Z = R × 0,9702 = 9702 ohms.

On peut faire également l'inverse, former le rapport R/X et multiplier X par la valeur correspondante du rapport Z/X.

Pour le même exemple que ci-dessus cela nous donne R/X = 0,25 et Z/X = 0,2425, ce qui entraîne Z = X × 0,2425 = 9700 ohms.

IMPÉDANCE RÉSULTANTE D'UNE RÉSISTANCE ET D'UNE RÉACTANCE EN SÉRIE

X/R ou R/X	Z/R ou Z/X	X/R ou R/X	Z/R ou Z/X	X/R ou R/X	Z/R ou Z/X	X/R ou R/X	Z/R ou Z/X	X/R ou R/X	Z/R ou Z/X	X/R ou R/X	Z/R ou Z/X
0,10	1,0050	0,40	1,0770	0,70	1,2207	1	1,4141	4	4,1231	7	7,0711
0,11	1,0060	0,41	1,0808	0,71	1,2264	1,1	1,4866	4,1	4,2202	7,1	7,1701
0,12	1,0072	0,42	1,0846	0,72	1,2322	1,2	1,5621	4,2	4,3174	7,2	7,2691
0,13	1,0084	0,43	1,0885	0,73	1,2381	1,3	1,6401	4,3	4,4147	7,3	7,3681
0,14	1,0097	0,44	1,0925	0,74	1,2440	1,4	1,7205	4,4	4,5122	7,4	7,4671
0,15	1,0112	0,45	1,0966	0,75	1,2500	1,5	1,8028	4,5	4,6098	7,5	7,5662
0,16	1,0127	0,46	1,1007	0,76	1,2560	1,6	1,8868	4,6	4,7074	7,6	7,6654
0,17	1,0144	0,47	1,1049	0,77	1,2621	1,7	1,9723	4,7	4,8052	7,7	7,7646
0,18	1,0161	0,48	1,1092	0,78	1,2682	1,8	2,0591	4,8	4,9030	7,8	7,8638
0,19	1,0179	0,49	1,1136	0,79	1,2744	1,9	2,1471	4,9	5,0009	7,9	7,9630
0,20	1,0198	0,50	1,1180	0,80	1,2806	2	2,2361	5	5,0990	8	8,0623
0,21	1,0218	0,51	1,1225	0,81	1,2869	2,1	2,3259	5,1	5,1971	8,1	8,1615
0,22	1,0239	0,52	1,1271	0,82	1,2932	2,2	2,4166	5,2	5,2952	8,2	8,2608
0,23	1,0261	0,53	1,1318	0,83	1,2996	2,3	2,5080	5,3	5,3935	8,3	8,3600
0,24	1,0284	0,54	1,1365	0,84	1,3060	2,4	2,6000	5,4	5,4918	8,4	8,4594
0,25	1,0308	0,55	1,1413	0,85	1,3125	2,5	2,6926	5,5	5,5901	8,5	8,5580
0,26	1,0333	0,56	1,1461	0,86	1,3190	2,6	2,7857	5,6	5,6885	8,6	8,6576
0,27	1,0358	0,57	1,1510	0,87	1,3255	2,7	2,8792	5,7	5,7871	8,7	8,7572
0,28	1,0384	0,58	1,1560	0,88	1,3321	2,8	2,9732	5,8	5,8856	8,8	8,8566
0,29	1,0412	0,59	1,1611	0,89	1,3387	2,9	3,0676	5,9	5,9841	8,9	8,9560
0,30	1,0440	0,60	1,1662	0,90	1,3454	3	3,1623	6	6,0828	9	9,0554
0,31	1,0469	0,61	1,1714	0,91	1,3521	3,1	3,2573	6,1	6,1814	9,1	9,1548
0,32	1,0499	0,62	1,1765	0,92	1,3588	3,2	3,3526	6,2	6,2801	9,2	9,2542
0,33	1,0530	0,63	1,1819	0,93	1,3656	3,3	3,4482	6,3	6,3789	9,3	9,3536
0,34	1,0562	0,64	1,1873	0,94	1,3724	3,4	3,5440	6,4	6,4777	9,4	9,4530
0,35	1,0595	0,65	1,1927	0,95	1,3793	3,5	3,6400	6,5	6,5764	9,5	9,5524
0,36	1,0628	0,66	1,1981	0,96	1,3862	3,6	3,7362	6,6	6,6752	9,6	9,6518
0,37	1,0662	0,67	1,2037	0,97	1,3932	3,7	3,8327	6,7	6,7741	9,7	9,7512
0,38	1,0698	0,68	1,2093	0,98	1,4001	3,8	3,9293	6,8	6,8731	9,8	9,8507
0,39	1,0733	0,69	1,2149	0,99	1,4071	3,9	4,0262	6,9	6,9720	9,9	9,9503

Pour trouver l'impédance résultante Z d'une résistance R et d'une réactance X en série, on forme le rapport X/R et on multiplie R par la valeur correspondante du rapport Z/R.

Par exemple, si X = 15.000 ohms et R = 10.000 ohms, nous avons X/R = 1,5 et Z/R = 1,8028, ce qui donne Z = R × 1,8028 = 18.028 ohms.

On peut faire également l'inverse, former le rapport R/X et multiplier X par la valeur correspondante du rapport Z/X. Cela donne, pour l'exemple ci-dessus : R/X = 0,67 et Z/X = 1,2037, d'où Z = X × 1,2037 = 18.000 ohms.

TABLE DES MATIÈRES

DETECTION

CIRCUITS ACCORDÉS

SYSTEMES D'ALIMENTATION

DIVERS

TABLEAUX NUMERIQUES

VICHY — IMP. WALLON