

par V_g , tension de polarisation de la grille, pour une même valeur de $V_a = 150$ V, valeur constante de tension anodique.

En recommençant les mêmes constructions graphiques, à partir de différents points sur l'échelle V_a du réseau $I_a = f(V_a)$, V_g constante, nous tracerions les courbes correspondantes du réseau $I_a = f(V_g)$, V_a constante, pour chacune des valeurs choisies sur l'échelle V_a . Nous aurions alors le réseau $I_a = f(V_g)$, pour des valeurs différentes, mais constantes, de la tension anodique V_a , réseau de la partie gauche du graphique complet.

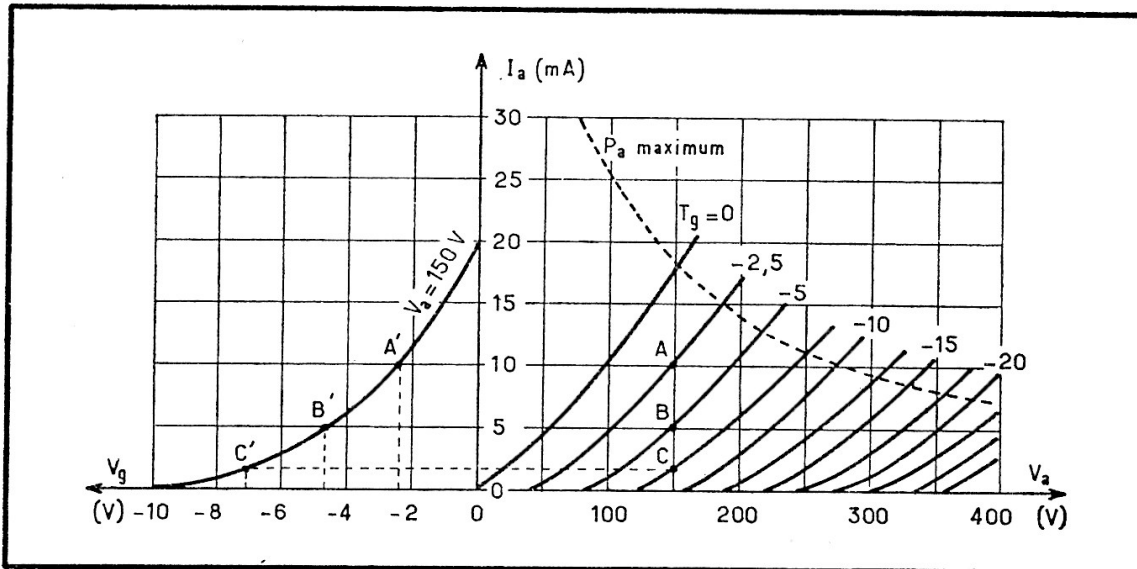


Fig. 14-5. — Possédant l'un des deux réseaux des caractéristiques statiques d'une triode, il est facile de construire l'autre, graphiquement, point par point.

Il est bien évident que, par le même procédé, dans le sens inverse de construction graphique, nous pourrions aussi bien, à partir du réseau $I_a = f(V_g)$, V_a constante, de la partie gauche du graphique, que nous posséderions, tracer le réseau $I_a = f(V_a)$, V_g constante, dans la partie droite du graphique complet.

Pente de la triode

Introduisons maintenant un nouveau paramètre, la *pente*.

La pente s d'une triode est exprimée par le rapport de l'accroissement ΔI_a de l'intensité du courant anodique à l'accroissement ΔV_g du potentiel de polarisation de la grille qui en est la cause, la tension anodique ne variant pas.

$$s = \Delta I_a / \Delta V_g, \text{ pour } V_a \text{ donnée.}$$

La pente s'exprime en milliampères par volt.

Si, pour une valeur donnée de la tension anodique, une variation de 2 V du potentiel de la grille provoque une variation de 10 mA du courant anodique, la pente de la triode considérée, pour la valeur particulière de la tension anodique donnée, a pour valeur $s = 10 \text{ mA} / 2 \text{ V} = 5 \text{ mA/V}$.

Coefficient d'amplification de la triode

Précédemment, nous avons découvert qu'une variation ΔV_g du potentiel de la grille engendre une variation importante ΔI_a de l'intensité du courant anodique, dans la triode. Nous apprendrons à utiliser cette propriété, dans l'amplification. Un signal injecté entre la grille et la cathode modifie le potentiel de polarisation de la grille, fait varier l'intensité du courant anodique. Ces variations d'intensité du courant anodique engendrent, dans une résistance de charge intercalée entre le pôle « plus » de la source d'alimentation et l'anode, des chutes de tension variant à l'image du signal injecté. Nous avons étudié déjà, avec les transistors, la fonction amplificatrice ; nous verrons que les méthodes mises en œuvre avec la triode sont analogues... Or nous savons qu'une variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique peut, également, être engendrée par une variation ΔV_a de la tension anodique (se rappeler ce qui a été vu au sujet de la résistance interne ρ).

Nous pouvons donc comparer une variation ΔV_a de la tension anodique, qui correspondrait à une variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique, à la variation ΔV_g de la tension de polarisation de la grille, qui provoquerait la même variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique. Un tel rapport, de deux variations de tensions, est, comme on dit, *le nombre qui traduit de combien de fois la variation ΔV_a de la tension anodique est plus importante que la variation correspondante ΔV_g de la tension de polarisation de la grille : il s'agit d'un nouveau paramètre : le coefficient d'amplification de la triode, désigné par K*

$$K = \Delta V_a / \Delta V_g \text{ pour } \Delta I_a \text{ donné.}$$

Equation fondamentale de la triode

Formons le produit $\rho \cdot s$, produit de la résistance interne ρ ($\rho = \Delta V_a / \Delta I_a$) par la pente s ($s = \Delta I_a / \Delta V_g$) nous obtenons

$$\rho \cdot s = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \times \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$$

Les termes ΔI_a disparaissent, il subsiste

$$\rho \cdot s = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$$

Comme nous savons que le coefficient d'amplification K est exprimé par le rapport $\Delta V_a / \Delta V_g$, nous avons donc :

$$K = \rho \cdot s$$

formule intéressante qui permet d'évaluer le coefficient d'amplification d'une triode, connaissant sa résistance interne ρ et sa pente s , paramètres toujours indiqués par le fabricant.

Lorsqu'on produit simultanément un accroissement ΔV_a de la tension anodique et un accroissement ΔV_g de la tension grille, le courant anodique I_a subit un accroissement qui est la somme des accroissements élémentaires provoqués par chacune des causes considérée seule.

Appelons ΔI_a la variation totale de l'intensité du courant anodique. Cette variation ΔI_a est la somme de la variation élémentaire ΔI_{a1} (du courant anodique) due à l'accroissement ΔV_a de la tension anodique, et de la variation élémentaire ΔI_{a2} (du courant anodique) due à l'accroissement ΔV_g de la tension de grille :

$$\Delta I_a = \Delta I_{a1} + \Delta I_{a2}$$

Par définition de la résistance interne ρ de la triode, $\rho = \Delta V_a / \Delta I_a$, lorsque la tension anodique croît, seule, de ΔV_a , l'accroissement de l'intensité du courant anodique est alors ΔI_{a1} ; donc nous écrirons :

$$\rho = \Delta V_a / \Delta I_{a1}, \text{ ce qui nous donne } \Delta I_{a1} = \frac{\Delta V_a}{\rho}$$

Par définition de la pente s de la triode, $s = \Delta I_a / \Delta V_g$, lorsque la tension de grille croît, seule, de ΔV_g , l'accroissement de l'intensité du courant anodique est alors ΔI_{a2} ; donc nous écrirons :

$$s = \Delta I_{a2} / \Delta V_g, \text{ ce qui nous donne } \Delta I_{a2} = s \cdot \Delta V_g$$

En cas de variations simultanées ΔV_a de la tension anodique et ΔV_g de la tension de grille, la variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique est alors la somme des variations élémentaires :

$$\Delta I_{a1} \text{ et } \Delta I_{a2}$$

Nous avons donc :

$$\Delta I_a = \Delta I_{a1} + \Delta I_{a2}$$

avec :

$$\Delta I_{a1} = \Delta V_a / \rho$$

$$\text{et } \Delta I_{a2} = s \Delta V_g$$

$$\text{donc } \Delta I_a = \Delta V_a / \rho + s \Delta V_g$$

Multiplions tous les termes par ρ , nous avons

$$\rho \Delta I_a = \rho \cdot \frac{\Delta V_a}{\rho} + (\rho \cdot s \cdot \Delta V_g)$$

Comme nous savons que $K = \rho \cdot s$, nous obtenons

$$\rho \Delta I_a = \Delta V_a + K \Delta V_g$$

Cette relation est l'équation fondamentale de la triode.

Après avoir étudié ses caractéristiques statiques et défini ses paramètres, nous allons voir comment utiliser les propriétés amplificatrices de la triode.

CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES DE LA TRIODE ET L'AMPLIFICATION

Maintenant que nous savons relever les caractéristiques statiques de la triode, nous allons apprendre à nous servir de ces réseaux de courbes, en vue de l'utilisation de la triode en amplificatrice.

Rôle de la résistance de charge

Nous savons que de faibles variations du potentiel de la grille d'une triode engendrent des variations importantes, proportionnelles, de l'intensité de son courant anodique ; il est facile de traduire ces variations d'intensité du courant anodique sous forme de variations de tension, en intercalant, dans le circuit anodique de la triode, une résistance dite *résistance de charge*, qui est parcourue par le courant anodique.

Reportons-nous au schéma reproduit à la figure 15-1.

Un signal alternatif à amplifier est appliqué entre les bornes d'entrée, c'est-à-dire entre le pôle « moins » de la batterie B_1 , chargée de la polarisation de la grille et la grille elle-même. Les variations de tension du signal alternatif appliqué à la grille, variations du *signal entrée*, sont transmises au potentiel de la grille ; le signal entrée impose sa loi de variation au potentiel de polarisation de la grille. Il en résulte donc une variation du potentiel de grille, au rythme, à l'image du signal entrée, ce qui provoque des variations correspondantes, amplifiées, de l'intensité du courant anodique.

Dans le circuit anodique de notre triode est intercalée une résistance placée entre le pôle « plus » de la batterie B_2 , qui assure l'alimentation anodique, et l'anode elle-même. Cette résistance, dite *résistance de charge*, est donc parcourue par le courant anodique, dont le passage provoque, au long de cette résistance de charge, une chute de tension dont la valeur est exprimée, en volts, par le produit $R \times I_a$, dans lequel R est la résistance, en ohms, de la résistance de charge, et I_a l'intensité du courant anodique en ampères.

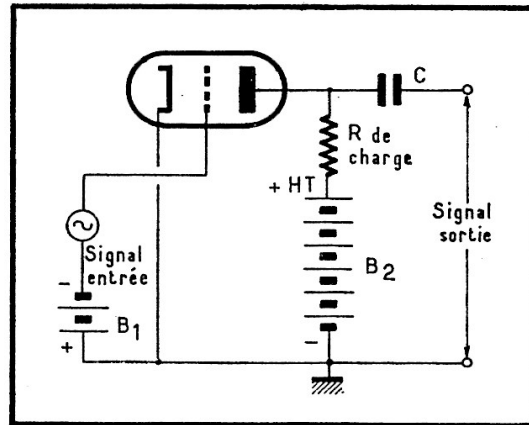
Au repos, c'est-à-dire en l'absence de signal injecté dans la grille, le potentiel de la grille ne varie pas, il est celui, fixe, du pôle moins de la

batterie B_1 ; le courant anodique possède alors une certaine intensité, *intensité au repos* qui ne varie pas, et qui fait que la chute de tension fixe, dans la résistance de charge, amène le potentiel de l'anode à une valeur fixe. Le potentiel anodique est inférieur au potentiel du pôle « plus » de la batterie d'alimentation B_2 , du fait de la chute de tension dans la résistance de charge. Le potentiel de l'anode, au repos, est alors égal au potentiel du pôle « plus » de la batterie B_2 , duquel il faut déduire la chute de tension $R \times I_a$ dans la résistance de charge.

V_a au repos est le potentiel du pôle « plus » de $B_2 - (R \times I_a)$.

Injectons un signal entrée dans la grille. Il s'ensuit des variations du potentiel de la grille, au rythme du signal ; les variations du potentiel de la grille provoquent des variations importantes, mais proportionnelles, de l'intensité du courant anodique de part et d'autre de sa valeur au repos (I_a au repos). La chute de tension, au long de la résistance de charge R , exprimée par le produit $R \times I_a$, est modifiée en fonction des variations de l'intensité du courant anodique. Voilà qui fait que le potentiel de l'anode varie également, comme celui de la grille, mais d'une façon beau-

Fig. 15-1. — La résistance R charge l'anode de la triode. Le condensateur C , en bloquant la composante continue de la tension anodique résultante, permet l'extraction du signal de sortie, réplique amplifiée du signal d'entrée.



coup plus importante, bien que proportionnellement, du fait de l'amplification.

Le potentiel de l'anode résulte de deux composantes :

Une tension *composante continue*, fixe, c'est la tension anodique au repos, à laquelle est superposée une *composante alternative*, due aux variations de l'intensité du courant anodique, conséquences de l'amplification du signal entrée.

La composante alternative, seule, nous intéresse, puisqu'elle est le résultat de l'amplification.

Si nous plaçons un condensateur C comme indiqué à la figure 15-1, seule la composante alternative du potentiel anodique peut passer à travers le condensateur, puisque le condensateur s'oppose au passage de la composante continue.

Il est donc facile d'extraire, à l'aide du condensateur C , la composante alternative apparue au niveau de l'anode.

Réplique de la tension alternative du signal entrée, amplifiée, cette composante alternative est appelée *signal sortie*. Le signal sortie est dis-

ponible entre l'armature du condensateur C non connectée à l'anode et le pôle « moins » de la batterie B₂. Ce pôle est autant dire toujours relié à la masse générale du montage.

Nous voyons qu'il est indispensable de charger l'anode d'une triode par une résistance de charge, pour utiliser les propriétés amplificatrices de la triode. Mais nous remarquerons qu'il est avantageux de remplacer la résistance de charge par une inductance : nous savons, en effet, qu'une inductance (bobine) présente une résistance (disons mieux : impédance) très élevée au passage du courant alternatif, ce qui permet de recueillir, entre ses extrémités, des variations de chute de tension plus importantes qu'avec une résistance pure. Une inductance idéale devrait posséder une résistance nulle au passage du courant continu (résistance ohmique), mais un coefficient de self-induction très grand, puisque l'impédance Z de l'inductance est proportionnelle à son coefficient de self-induction L et à la fréquence du signal alternatif auquel elle est soumise ($Z = 2 \pi f L$, f étant la fréquence du signal).

Caractéristique dynamique : la droite de charge

Nous venons de voir que le potentiel anodique de la triode est inférieur au potentiel du pôle plus de la batterie d'alimentation, puisque la résistance de charge de l'anode est le siège d'une chute de tension ($R \times I_a$).

En l'absence du signal entrée à amplifier, le tube est au repos, sa tension anodique est alors égale au potentiel du pôle plus de la batterie d'alimentation, moins la chute de tension au repos dans la résistance de charge (V_a au repos).

Supposons que, dans les conditions de repos, c'est-à-dire en l'absence de signal entrée à amplifier, la grille de notre triode soit polarisée, par exemple, sous une tension de -4 V, que cette tension de polarisation grille commande alors un courant anodique, au repos, d'intensité 10 mA, soit 0,01 A, cela, bien entendu, pour une triode donnée.

Si la résistance de charge, que nous intercalons dans le circuit anodique, a, par exemple, une valeur de 15 000 Ω , la chute de tension, à vide, au repos, en l'absence du signal entrée, est alors de :
 $15\,000\ \Omega \times 0,01\ \text{A} = 150\ \text{V}$. Si le potentiel du pôle « plus » de la batterie B₂ est de $+300$ V, le potentiel de l'anode est alors, au repos, de $300 - 150 = 150$ V ; la tension anodique au repos, en l'absence du signal injecté dans l'entrée, est donc ici de 150 V.

Dès l'instant où nous injectons un signal dans la grille de notre triode, le potentiel anodique de cette dernière varie. Inférieur, en valeur, au potentiel du pôle plus de la batterie d'alimentation, il ne peut varier qu'entre deux limites maximales possibles qui sont le potentiel zéro volt et le potentiel du pôle plus de la batterie.

Pour que la tension anodique V_a soit nulle ($V_a = 0$ V), il faut que la chute de tension dans la résistance de charge de l'anode soit de 300 V, si le potentiel du pôle « plus » de la batterie d'alimentation est de 300 V.

Comme la résistance de charge a une valeur de $15\,000\ \Omega$, l'intensité du courant anodique doit alors être de $300\text{ V}/15\,000\ \Omega$, soit $0,02\text{ A}$, ou 20 mA .

Dans la partie droite du graphique de la figure 15-2, correspondant au réseau des caractéristiques statiques $I_a = f(V_a)$, V_g constante, portons, sur l'échelle I_a le point A, d'ordonnée 20 mA . Ce point A figure le point limite du fonctionnement de la triode, pour $V_a = 0\text{ V}$ et $I_a = 20\text{ mA}$.

La valeur maximale possible du potentiel anodique est, nous le savons, de $+300\text{ V}$, dans l'exemple que nous avons choisi.

Pour que la tension anodique V_a soit de 300 V , il faut que la chute de tension dans la résistance de charge R soit nulle. En d'autres termes, il faut donc que l'intensité I_a du courant anodique soit nulle, puisque le produit $R \times I_a$, qui exprime la chute de tension dans la résistance de charge, doit être nul en valeur.

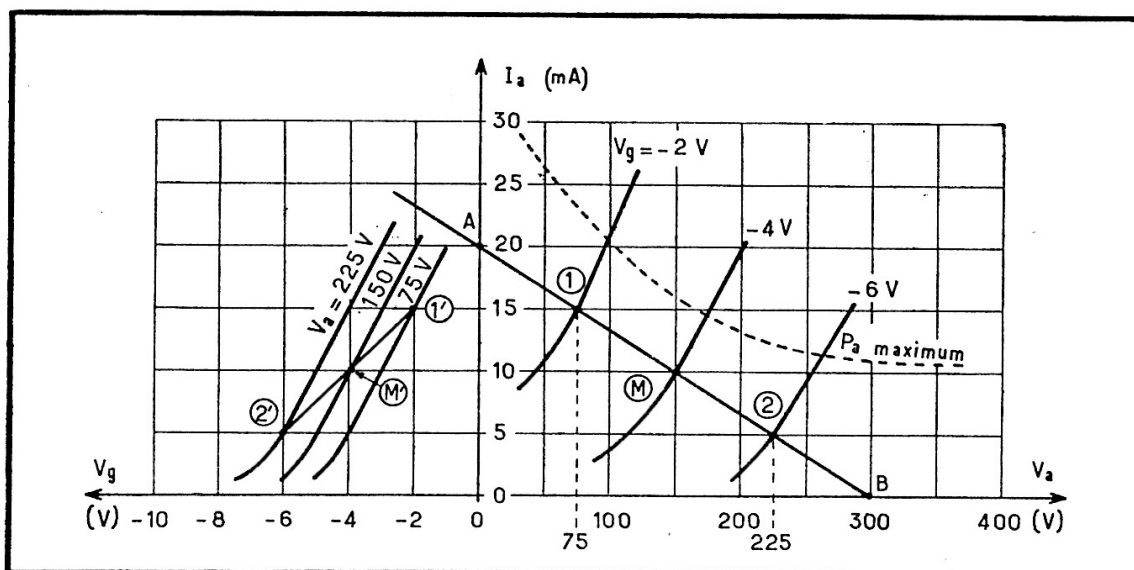


Fig. 15-2. — La droite de charge (AMB) est une caractéristique dynamique. Elle traduit, graphiquement, les variations de l'intensité du courant anodique, lorsqu'un signal est injecté dans la grille de commande de la triode.

Portons donc, sur l'échelle horizontale V_a , sur le même graphique (caractéristiques statiques $I_a = f(V_a)$, V_g constante, dans la même partie du graphique de la figure 15-2), le point B, d'abscisse $V_a = 300\text{ V}$.

Le point figuratif B correspond à une tension anodique $V_a = 300\text{ V}$, alors que l'intensité du courant anodique est nulle ($I_a = \text{zéro mA}$).

En joignant les deux points A et B, ainsi déterminés, nous obtenons la droite de charge de la résistance R (ici de $15\,000\ \Omega$), qui est le lieu géométrique de tous les points figuratifs de fonctionnement de notre triode. La droite de charge est, en effet, la droite qui représente la variation linéaire de la tension anodique entre les deux valeurs limites zéro volt et $+300\text{ V}$.

Nous constaterons que le point M est le point figuratif de fonctionnement, au repos, en l'absence du signal entrée, correspondant à la tension anodique au repos de 150 V , valeur déterminée au début du paragraphe, ainsi qu'à l'intensité du courant anodique au repos de 10 mA , calculée en même temps que la tension anodique au repos. Le point M est situé sur la droite de charge AB que nous venons de tracer.

La droite de charge est une caractéristique dynamique, puisqu'elle nous renseigne sur la valeur de la tension anodique et sur la valeur de l'intensité du courant anodique de la triode en fonctionnement.

La résistance de charge R ayant une valeur choisie, ici, de $15\,000\ \Omega$, le point figuratif de fonctionnement de la triode se déplace donc sur la droite de charge AMB que nous venons de tracer, de part et d'autre du point M, point figuratif de fonctionnement à vide, en l'absence du signal entrée injecté dans la grille.

Imaginons que l'application d'un signal entrée fasse varier l'intensité du courant anodique de notre triode, de plus à moins 5 mA de part et d'autre de la valeur, au repos (point M), de 10 mA . Voilà qui provoque une variation de l'intensité du courant anodique entre 5 et 15 mA . L'examen de la droite de charge nous apprend qu'avec la résistance de charge de $15\,000\ \Omega$, pour laquelle la droite de charge a été tracée, la tension anodique de la triode varie entre 75 et 225 V (fig. 15-2) ; le point figuratif M se déplace, sur la droite, entre les points limites (1) qui correspond à la valeur $V_a = 75\text{ V}$ et (2), qui correspond à la valeur $V_a = 225\text{ V}$, pour des intensités de courant anodique de 15 mA (1), et 5 mA (2).

Or les points (1), M et (2), dans la partie droite du graphique de la figure 15-2, où sont tracées les caractéristiques (statiques) $I_a = f(V_a)$ V_g constante, courbes représentatives des variations de l'intensité du courant anodique I_a en fonction de la tension anodique V_a , pour diverses valeurs constantes de la tension de polarisation de la grille, sont situés à l'intersection de la droite de charge AMB avec les caractéristiques relevées pour $V_g = -2\text{ V}$, point (1) $V_g = 4\text{ V}$, point M et $V_g = -6\text{ V}$, point (2).

Les points (1'), M' et (2') appartiennent au réseau des autres caractéristiques $I_a = f(V_g)$, V_a constante, réseau des courbes représentatives des variations de l'intensité du courant anodique I_a en fonction de la tension de polarisation de la grille V_g , relevées pour des valeurs différentes, mais constantes, de la tension anodique V_a , tracées dans la partie gauche du graphique de la figure 15-2. Les points (1'), M' et (2') correspondent aux points 1, M et 2, respectivement situés sur les courbes caractéristiques tracées pour les valeurs de $V_a = 75\text{ V}$, point 1' ; $V_a = 150\text{ V}$, point M' et $V_a = 225\text{ V}$, point (2').

Le point (1') correspond à une tension grille de -2 V , le point M' à une tension grille de -4 V et le point (2') à une tension grille de -6 V . Cela signifie que le signal entrée, injecté dans la grille de notre triode, fait varier le potentiel de la grille entre les deux valeurs limites -6 V et -2 V , c'est-à-dire de 2 V de part et d'autre de la valeur médiane -4 V . Cette valeur moyenne $V_g = -4\text{ V}$ correspond à un courant anodique, au repos, de 10 mA , lequel courant occasionne une chute de tension de 150 V dans la résistance de charge R de $15\,000\ \Omega$, ce qui nous vaut une tension anodique, au repos, de 150 V .

Le point figuratif M' du fonctionnement de la triode, quant aux variations du potentiel de polarisation de la grille, se déplace sur le segment 2' M' 1' alors que le point figuratif M, qui traduit les fluctuations

de l'intensité du courant anodique de la triode en fonctionnement, se déplace sur le segment (1) M (2), de la droite de charge AMB.

Un simple coup d'œil sur les valeurs prises par le potentiel de la grille et par la tension anodique nous fait découvrir que plus la grille est négative, plus la tension anodique est positive et inversement : lorsque la tension grille est de -6 V, la tension anodique est de $+225$ V ; lorsque la tension grille est de -2 V, la tension anodique est alors de $+75$ V. La tension anodique variant à l'inverse de la tension grille, le signal sortie est en opposition de phase avec le signal entrée.

Mise en œuvre de la triode amplificatrice

La tension anodique V_a , au repos, c'est-à-dire en l'absence du signal entrée et la tension de polarisation de grille, V_g , au repos, doivent placer la triode dans les conditions favorables à un fonctionnement désiré. Elles définissent un point de repos M, qui se déplace sur la droite de charge, dès qu'un signal entrée est injecté dans la grille. Le point de repos M

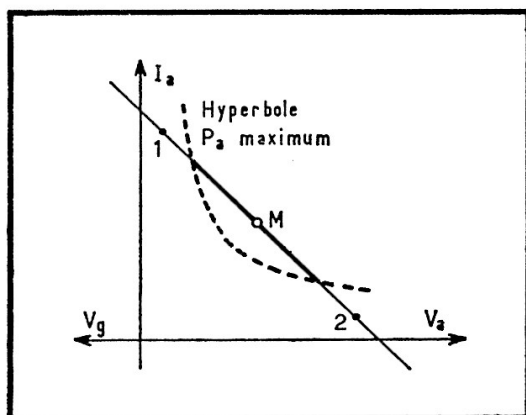


Fig. 15-3. — Le point figuratif M, du fonctionnement de la triode, peut fort bien pénétrer à l'intérieur de la zone délimitée par l'hyperbole de puissance anodique maximale admissible, à condition que la puissance anodique totale développée reste inférieure, en valeur, à la puissance maximale prescrite par le fabricant du tube électronique.

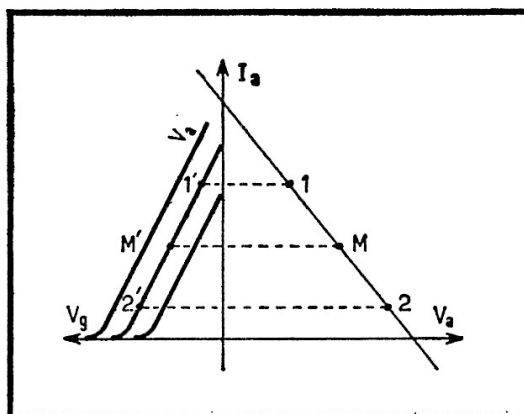


Fig. 15-4. — Lorsque les variations du potentiel de polarisation de la grille sont faibles, le segment décrit par le point figuratif M' est assimilable à un segment de droite porté par la caractéristique de repos.

ne doit pas être, normalement, situé dans la zone délimitée par l'hyperbole qui figure la puissance anodique maximale, mais en dehors de cette zone, c'est-à-dire entre l'hyperbole et l'axe horizontal V_a , qui porte les valeurs de la tension anodique (fig. 15-2). Cependant il nous faut préciser que le point figuratif M, dans son déplacement sur la droite de charge, peut, néanmoins, décrire un segment de cette droite de charge, dont une partie est située dans la zone normalement interdite. Il est nécessaire pour cela que la puissance totale développée au niveau de l'anode reste inférieure, en valeur, à la puissance maximale admissible, indiquée par le fabricant du tube électronique (fig. 15-3). Le point figuratif M, en ces conditions, se trouve alors tantôt à l'intérieur et tantôt à l'extérieur de la zone délimitée par l'hyperbole de puissance anodique maximale. Il faut cependant

veiller à ce que la puissance anodique développée ne dépasse pas la valeur maximale prescrite par le fabricant, car le tube électronique serait endommagé, sinon voué à une fin prématurée.

Quant au point M' , correspondant au point M , nous savons qu'il figure aussi le fonctionnement de la triode, mais son déplacement traduit plus directement, en un sens, les variations du potentiel de la grille. *Le segment décrit par le point M' peut être assimilé à un segment de droite, confondu avec la caractéristique $I_a = f(V_g)$, pour la valeur V_a de la tension anodique de repos, lorsque les variations de potentiel de la grille sont de faible amplitude (fig. 15-4).*

La position du point M' , point figuratif de fonctionnement au repos de la triode, dépend, évidemment, de la tension de polarisation de la grille, à vide, en l'absence de signal entrée. Sa position dépend également de la valeur de la résistance de charge adoptée, puisque la valeur de cette résistance de charge fixe l'intensité du courant anodique au repos et par conséquent la tension anodique à vide. Le point M' peut donc occuper différentes places, au long de la caractéristique $I_a = f(V_g)$ pour V_a au repos. En fonction de la place occupée par le point M' , on a défini différentes *classes d'amplification* : la classe A, la classe B et la classe C.

Amplification en classe A

Le point figuratif M' est situé, en classe A, au milieu de la caractéristique $I_a = f(V_g)$, V_a au repos, comme indiqué à la figure 15-5.

Pour des signaux entrée de faible amplitude, le point M' décrit, pratiquement, un segment très linéaire de la caractéristique en question. Les variations du potentiel anodique sont alors une image très fidèle, sans altération, des variations du potentiel de la grille, le signal sortie est une réplique très fidèle du signal entrée amplifié (fig. 15-5).

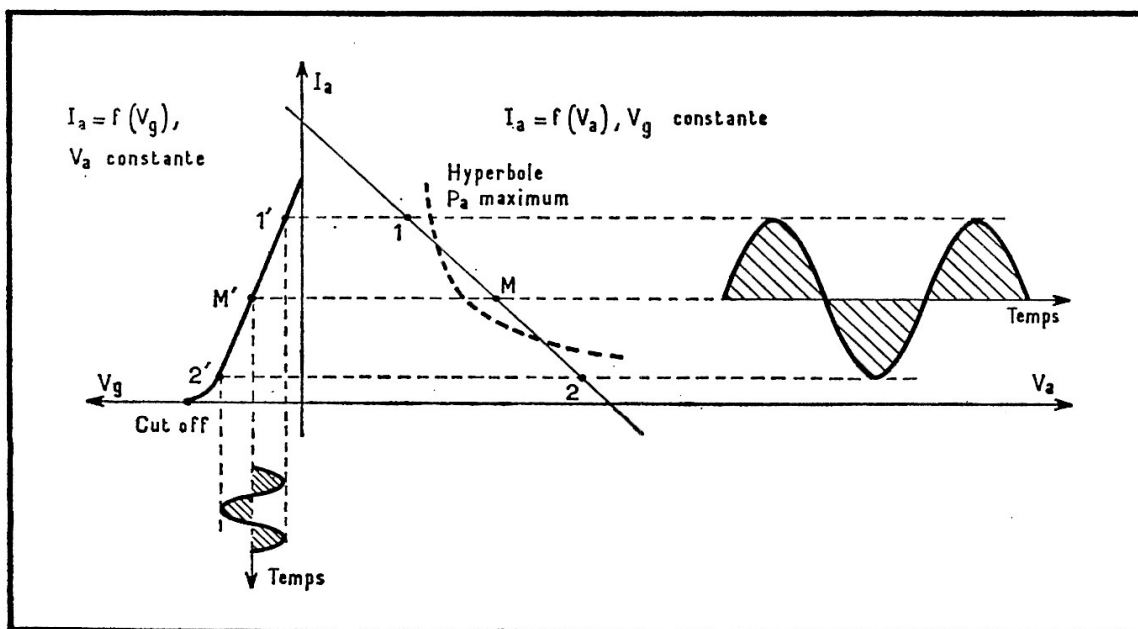


Fig. 15-5. — Amplification en classe A. Le signal de sortie (à droite) n'est pas altéré par rapport au signal d'entrée (en bas, à gauche).

Amplification en classe B

En classe B, le point figuratif M' est situé au début de la caractéristique (fig. 15-6). Le potentiel de la grille varie entre deux limites, du fait de l'injection du signal entrée. Mais, lorsque le potentiel de la grille atteint, en valeur inférieure, la tension de cut-off, le courant anodique s'annule, comme nous l'avons montré. Lorsque le courant anodique est nul, il ne saurait y avoir de chute de tension dans la résistance de charge, résistance parcourue par le courant anodique. Or, sans chute de tension dans la résistance de charge, le potentiel anodique V_a est alors celui du pôle « plus » de la batterie d'alimentation. En effet, le potentiel de l'anode est toujours égal à celui du pôle « plus » de la batterie d'alimentation, moins la chute de tension dans la résistance qui charge l'anode ; cette chute de tension est alors nulle.

Lorsque le point M' , dans son déplacement sur la caractéristique $I_a = f(V_g)$, le long du segment qui figure le fonctionnement de la triode, atteint le point de cut-off, pied de la caractéristique sur l'axe V_g , l'intensité du courant anodique s'annule, comme nous le savons. Le potentiel de l'anode est alors égal à celui du pôle « plus » de la source d'alimentation. De son côté, le point M , dont le déplacement figure les variations de l'intensité du courant anodique et de la tension anodique (partie droite du graphique de la figure 15-2), se trouve alors sur l'axe V_a , puisque l'intensité du courant anodique I_a est nulle.

Pendant tout le temps où le signal entrée rend le potentiel de la grille inférieur à la tension de cut-off, le potentiel anodique garde la valeur du

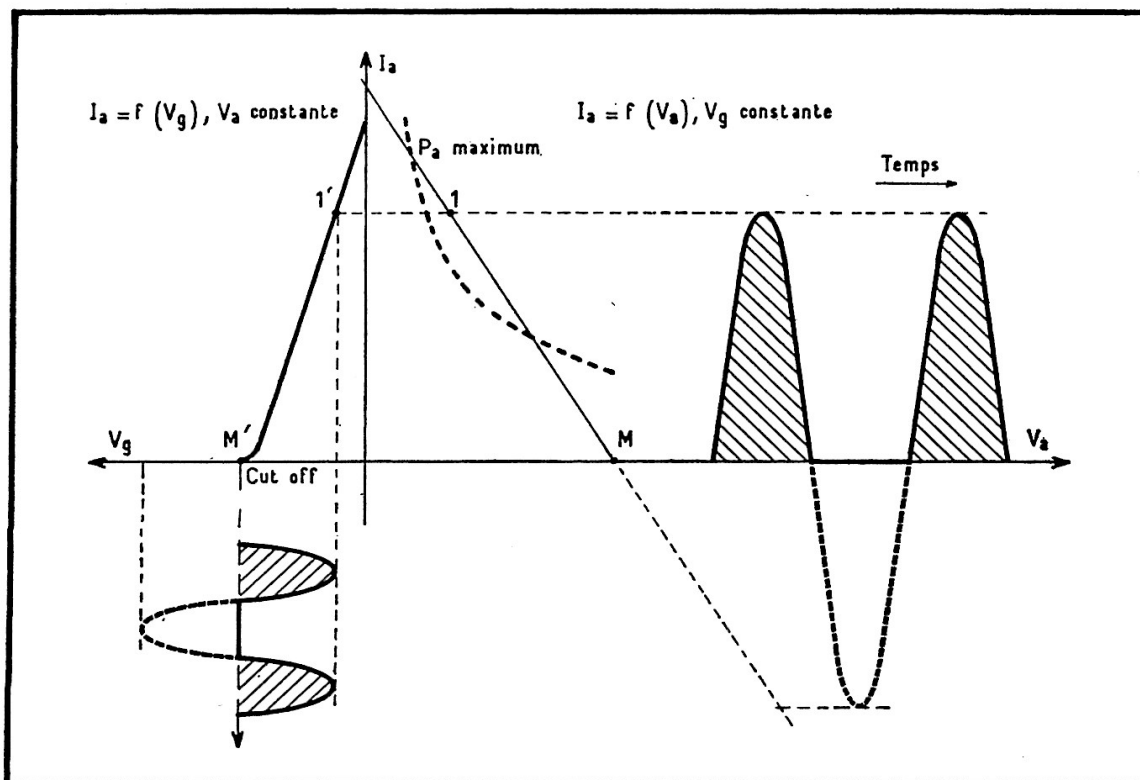


Fig. 15-6. — Amplification en classe B. Seule, une partie du signal d'entrée est convenablement reproduite, au cours de l'amplification ; il y a donc apparition de distortion.

de cut-off sont transmises et amplifiées. La distorsion est ici très importante, encore plus importante que lorsque la triode fonctionne en classe B.

La puissance anodique qu'il est possible de dissiper, lorsque la triode fonctionne en classe C, est très grande, puisque le point M reste longtemps en dehors de la zone délimitée par l'hyperbole de la puissance anodique maximum, mais la distorsion, très importante, est souvent inacceptable. Pour remédier à cet écueil, on fait appel au montage push-pull, classe B, (fig. 15-8), montage que nous avons déjà vu, appliqué aux transistors. De

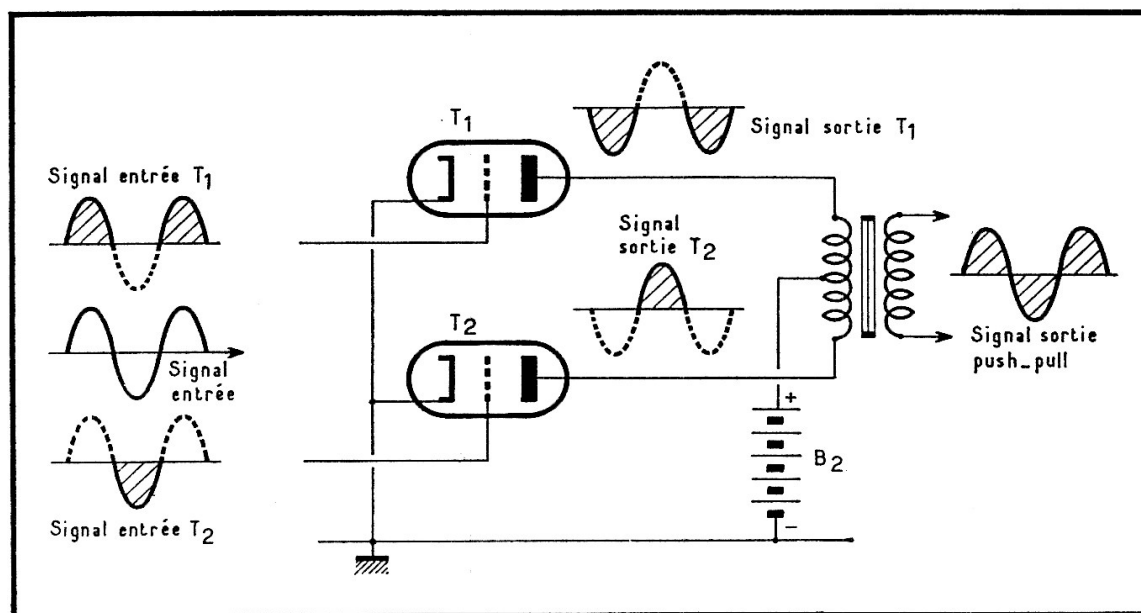


Fig. 15-8. — Le montage symétrique push-pull met en œuvre deux triodes identiques ; il permet des amplifications de puissance considérable, pratiquement sans distorsion...

même que pour ces derniers, ce montage symétrique met en œuvre deux tubes chargés d'amplifier, l'un les alternances positives, l'autre les alternances négatives du signal entrée. Un système déphaseur permet d'injecter convenablement les alternances à chacun des deux tubes du push-pull, en les mettant convenablement en phase pour permettre l'amplification : lorsqu'un tube amplifie, l'autre est bloqué au cut-off, ne laissant passer aucun courant anodique. Les anodes des tubes sont chargées par le bobinage primaire d'un transformateur dont le point milieu est connecté au pôle plus de la source d'alimentation (+ H. T.). Le bobinage, en raison de son coefficient de self-induction L important, offre aux signaux alternatifs une impédance Z très élevée ($Z = L \omega$; $\omega = 2 \pi f$; f = fréquence du signal transmis). Pour cette raison, les variations de la tension anodique des tubes, qui dépend de l'impédance de charge, sont très importantes. Aux bornes du secondaire du transformateur apparaît le signal sortie du push-pull, les deux alternances du signal entrée sont bien reproduites. Le push-pull permet les amplifications de grande puissance, pratiquement sans distorsion.

Polarisation automatique de la triode

Jusqu'alors, pour notre expérimentation, nous avons utilisé une batterie B_1 réservée à la polarisation négative de la grille, alors que la batterie B_2 ne servait qu'à l'alimentation anodique. Il est bien naturel, dans la pratique, de chercher à ne se servir que d'une seule batterie, ou d'une seule source d'alimentation, ce qui simplifie, en un sens, les mon-

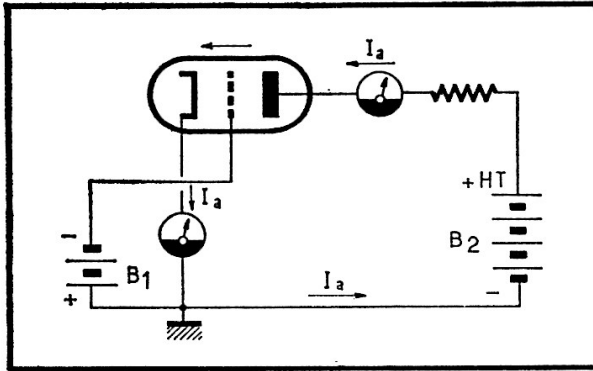


Fig. 15-9. — En intercalant un milliampèremètre entre la cathode et le pôle moins de la batterie d'alimentation, B_2 , on mesure l'intensité du courant... anodique.

tages. Nous allons voir comment y parvenir, grâce à la *polarisation automatique*.

Dans un tube électronique, quel qu'il soit : diode, triode ou autre, le courant qui s'établit dans le tube va de l'anode à la cathode. On mesure son intensité à l'aide du milliampèremètre placé dans le circuit anodique (fig. 15-9) ; on convient d'appeler ce courant : courant anodique. Or, le courant sort du tube par la cathode, pour rejoindre le pôle « moins » de la source d'alimentation. On peut mesurer l'intensité du courant électrique passant dans le tube, à l'aide d'un milliampèremètre placé entre la cathode et le pôle « moins » de la batterie B_2 ; l'intensité d'un courant, dans un circuit, n'est-elle pas, du reste, la même en tous les points de ce circuit ?

Dans le retour de cathode passe donc le courant anodique.

Le problème de polarisation de la grille consiste à rendre la grille négative par rapport à la cathode ; à cet effet, il faut faire appel à la batterie de polarisation B_1 . Or, rendre la grille négative par rapport à la cathode, revient à rendre la cathode positive par rapport à la grille, c'est la même chose.

Voilà ce qu'il est facile de réaliser, comme nous allons le voir, en nous reportant au schéma reproduit à la figure 15-10.

Le courant électrique, sortant par la cathode, doit parcourir, pour rejoindre le pôle « moins » de la batterie d'alimentation, la résistance R_k , résistance de cathode placée entre la cathode et le pôle « moins » de la batterie d'alimentation. Le passage du courant électrique provoque, dans la résistance R_k , une certaine chute de tension, ce qui fait que le potentiel de la cathode est alors situé entre celui du pôle « plus » de la source d'alimentation et celui du pôle « moins » de la même source : le potentiel de la cathode est plus positif que le pôle « moins » de la source d'alimentation. La cathode est polarisée positivement par rapport à ce même pôle « moins ».

La grille, elle, est portée au potentiel du pôle « moins » de la source d'alimentation, puisque réunie à ce pôle moins par l'intermédiaire de la *résistance de fuite de grille* R_g , résistance de forte valeur ($500\,000\ \Omega$ à $2\ \text{M}\Omega$; $1\ \text{M}\Omega = 1\,000\,000\ \Omega$). La grille est donc polarisée à la valeur du potentiel du pôle moins de la source d'alimentation.

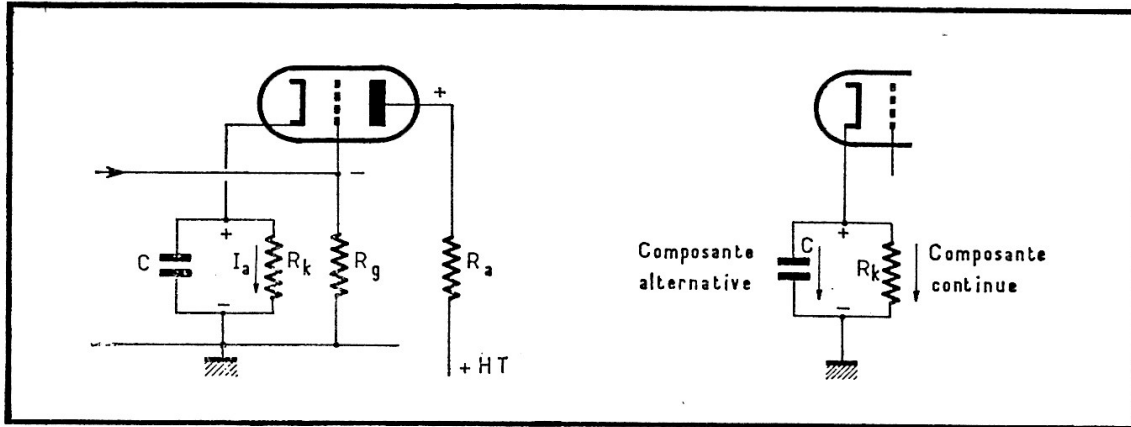


Fig. 15-10. — La cellule de découplage, constituée par la résistance R_k et le condensateur C , associés en parallèle, assure la polarisation automatique de la triode, rendant la cathode positive par rapport à la grille de commande.

Ainsi, nous venons de rendre la cathode positive par rapport au pôle « moins » de la source d'alimentation ; comme la grille est polarisée au potentiel de ce même pôle, elle est donc moins positive que la cathode : la grille est bien négative par rapport à la cathode.

Mais l'application d'un signal alternatif sur la grille, en vue de l'amplification, va faire varier l'intensité du courant anodique, donc celle du courant qui sort de la triode par la cathode, en engendrant automatiquement la chute de tension dans la résistance R_k , propre à polariser la cathode positivement par rapport à la grille. De ce fait, l'injection du signal entrée, qui provoque des variations importantes de l'intensité du courant anodique, fait varier le potentiel de polarisation de la cathode, au rythme du signal amplifié.

Au courant de repos de la cathode se superpose donc la composante alternative, qui apparaît lorsque le signal entrée est présent, du fait de l'amplification. Un condensateur C , accouplé en parallèle à la résistance de cathode, draine, vers le pôle « moins » de la batterie d'alimentation, la composante alternative, puisqu'il est perméable à la composante alternative. En conséquence, le potentiel de la cathode n'est plus perturbé par la composante alternative, provenant de l'amplification : le potentiel de la cathode reste stable, sa valeur reste la valeur de polarisation à vide, c'est-à-dire en l'absence du signal entrée. La valeur du *condensateur de découplage* C associé en parallèle à la résistance de cathode, dépend de la fréquence des signaux à amplifier ; elle est élevée pour les signaux de basse fréquence, faible pour les signaux de haute fréquence.

Exemple de calcul de la valeur de la résistance de polarisation automatique d'une cathode.

Au début de ce chapitre, lorsque nous avons étudié la droite de charge, nous avons trouvé, dans l'exemple choisi, que la grille de la triode considérée devait être polarisée, au repos, à -4 V. Dans ces conditions, l'intensité du courant anodique, au repos, est de 10 mA, soit 0,01 A.

Polariser la grille à -4 V revient à polariser la cathode à $+4$ V. Dans la résistance de cathode, au repos, passe un courant qui n'est autre que le courant anodique, au repos, dont l'intensité est de 0,01 A. Pour que la chute de tension, au long de la résistance de cathode, soit de 4 V, il faut choisir une résistance de cathode de valeur $4 \text{ V} / 0,01 \text{ A}$, soit 400 Ω . Nous opterons pour une résistance de valeur normalisée, 390 Ω .

La puissance développée dans une résistance étant donnée par le produit de la valeur de la résistance par le carré de l'intensité du courant qui parcourt cette résistance, dans notre résistance de polarisation de cathode, la puissance développée sera ici de :

$$390 \Omega (0,01 \text{ A})^2 = 0,039 \text{ W}.$$

Une résistance du type 1/4 de watt conviendra fort bien.



Ainsi, nous venons de faire un tour d'horizon rapide de la mise en œuvre de la triode amplificatrice, nous avons pu nous rendre compte de l'importance de la droite de charge, droite dont le tracé procure tant de renseignements !...

TUBES MULTIGRILLES ET TUBES COMPOSITES

La triode, telle que nous l'avons décrite, présente certaines limitations. Des perfectionnements techniques lui ont été apportés, la transformant en tétrode, pentode, hexode...

Les signaux à amplifier, en électronique, sont pratiquement toujours des signaux extrêmement faibles, ce qui a valu de dire de l'électronique qu'elle est la technique des courants faibles, comparativement à l'électricité qui est la technique des courants forts.

Il est rare, en électronique, que l'on ait affaire à des courants dont l'intensité dépasse quelques dizaines d'ampères, on exprime souvent des intensités en milliampères, alors qu'en électricité pure il n'est pas rare d'entendre parler de milliers d'ampères !... Pour rendre commodément utilisables les signaux alternatifs rencontrés en électronique, il convient donc de les amplifier des millions de fois, voire des milliards de fois. Devant la nécessité d'amplifications très importantes, il y a tout lieu de chercher à réaliser des triodes dont le coefficient d'amplification K , que nous avons défini et étudié au cours du chapitre 14, soit le plus élevé possible.

Le coefficient d'amplification K d'une triode dépend essentiellement de la construction géométrique des électrodes, ainsi que de la distance qui sépare les électrodes entre elles. Les électrodes, conductrices de l'électricité, constituent les armatures de petits condensateurs ; ces condensateurs introduisent donc, dans la triode, des *capacités inter-électrodes* fort justement appelées *capacités parasites*.

A maintes reprises nous avons montré que l'impédance Z offerte par un condensateur, impédance appelée capacitance ou encore réactance capacitive, est inversement proportionnelle à la capacité C du condensateur et à la fréquence f du courant alternatif (du signal) auquel est soumis le condensateur, $Z = 1/(2\pi fC)$.

Comme nous sommes en présence, très souvent, en électronique, de signaux de fréquences élevées, nous sommes handicapés par les capacités

parasites de la triode, puisque l'impédance Z offerte par ces capacités diminue avec la montée vers les fréquences élevées : plus f est grande, plus la valeur de Z est faible. Or, si l'impédance Z des capacités inter-électrodes est petite, pour des signaux à amplifier de haute fréquence, plus les courants passeront aisément au travers des capacités parasites : voilà donc une raison qui fait que la triode voit son rendement décroître avec la montée en fréquence des signaux à traiter.

L'expression $Z = 1/(2\pi fC)$ nous montre encore que, pour contrebalancer, du moins en partie, les difficultés qui croissent avec la fréquence des signaux, il faut réduire la valeur C des capacités parasites, puisque la valeur de la capacitance Z est d'autant plus élevée que la valeur de C est petite.

Réduire la valeur des capacités parasites inter-électrodes, voilà un problème qui peut sembler facile à résoudre, si nous nous souvenons que la capacité C d'un condensateur est d'autant plus faible que la distance qui sépare les armatures du condensateur est grande.

En effet :

$$C = \frac{kS}{4\pi e}$$

expression dans laquelle :

k est le coefficient électrique propre à l'isolant qui sépare les armatures (conductrices) du condensateur ;

S est la surface des armatures en regard ;

e est la distance qui sépare les armatures.

Nous voyons que, si nous écartons les armatures d'un condensateur, autrement dit si nous augmentons la distance e qui les sépare, nous réduisons la valeur C de la capacité du condensateur.

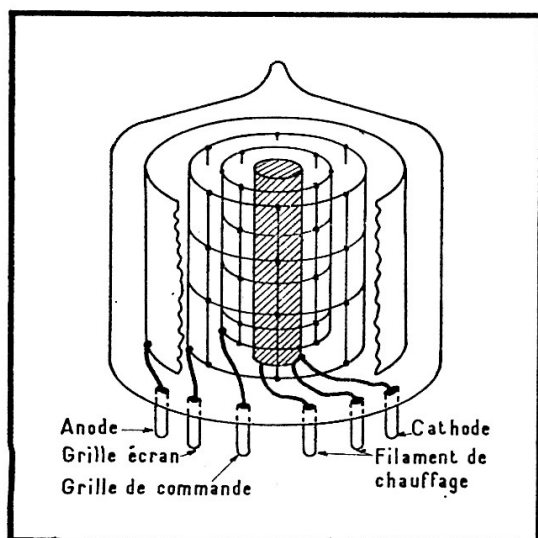


Fig. 16-1. — La grille-écran est placée entre la grille de commande et l'anode de la tétrode.

Pour réduire la valeur des capacités parasites inter-électrodes de la triode, il suffirait donc, apparemment, d'espacer ses électrodes ; on améliorerait ainsi le coefficient d'amplification d'une triode en écartant son anode de sa grille, mais il faudrait alors rapprocher sa grille de sa cathode.

Toutefois, dans les meilleures conditions de réalisation, le coefficient d'amplification K des triodes ne dépasse guère 150, ce qui est peu...

Il existe, heureusement, un autre moyen de parvenir à ces fins. On peut réduire la capacité anode-grille en intercalant, entre l'anode et la grille d'une triode, une nouvelle électrode, en forme de grille elle aussi, qui reçoit le nom de *grille-écran*. Le nouveau tube électronique obtenu comportant quatre électrodes : cathode, grille de commande, grille-écran, anode, est une *tétrade*.

La tétrade

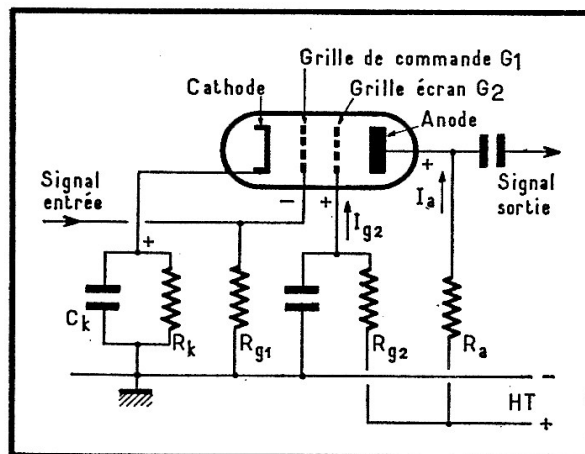
La tétrade est une triode pourvue d'une seconde grille, la grille-écran, placée entre la grille de commande et l'anode. Ainsi munie de deux grilles, la tétrade était appelée, à son apparition : *lampe bigrille*.

A la figure 16-1 nous avons reproduit la vue éclatée d'une tétrade.

L'adjonction de la grille-écran réduit à une valeur quasi-négligeable la capacité anode-grille de la triode. Le coefficient d'amplification K du tube se trouve considérablement accru, il est couramment plusieurs fois plus important que celui de la triode, sa valeur va de 500 à 1 000.

Normalement, la grille-écran est polarisée positivement à une valeur généralement inférieure au potentiel de l'anode (fig. 16-2). Positive, elle

Fig. 16-2. — La grille-écran est polarisée positivement par rapport à la cathode, mais elle l'est toutefois moins que l'anode.



attire et fixe des électrons émis par la cathode, ce qui fait qu'un courant électrique, *courant d'écran*, s'établit dans la tétrade, allant de la grille-écran vers la cathode : la grille-écran se comporte un peu à la façon d'une anode auxiliaire. Mais la grille-écran agit comme un écran électrostatique, qui réduit la capacité parasite anode-grille. Elle est toujours « découplée » à la masse par un condensateur de forte capacité, qui complète son action électrostatique tout en stabilisant son potentiel, comme le condensateur de découplage stabilise le potentiel de la cathode polarisée automatiquement dans une triode (se reporter au dernier paragraphe du chapitre précédent).

La cathode de la tétrade émet des électrons, lesquels vont rejoindre l'anode, c'est bien connu ; mais quelques-uns d'entre eux sont captés par la grille-écran qui est positive. Il s'établit donc, dans la tétrade, deux courants électriques. Le premier est celui qui va de l'anode à la cathode, le second est le courant de la grille-écran. La cathode totalise, c'est le mot qui convient, ces deux courants...

Polarisation automatique de la tétrode

La valeur de la résistance de la cellule de découplage placée dans le retour de la cathode d'une tétrode se détermine exactement comme il est opéré dans le cas d'une triode, pour ce qui est de la polarisation automatique par la cathode. Mais il ne faut pas oublier que le courant électrique, dans la cathode, est la réunion du courant anodique normal avec le courant de la grille-écran.

Voyons un exemple.

Disposant d'une source d'alimentation $+ 300 \text{ V}$, nous avons à alimenter une tétrode, selon les prescriptions indiquées par le fabricant, qui sont :

Tension anodique $= + 250 \text{ V}$.

Intensité courant anodique $= 25 \text{ mA}$.

Polarisation grille de commande $= - 5 \text{ V}$.

Polarisation grille-écran $= + 200 \text{ V}$.

Intensité courant d'écran $= 5 \text{ mA}$.

La tension anodique moyenne, au repos, en l'absence du signal entrée injecté dans la grille de commande G_1 , doit être de 250 V . La chute de tension au long de la résistance de charge de l'anode doit donc être de $300 - 250 = 50 \text{ V}$, puisque le potentiel du pôle $+ \text{H.T.}$ de la source d'alimentation dont nous disposons est de $+ 300 \text{ V}$.

Or, la résistance de charge est parcourue, à vide, par le courant anodique au repos dont l'intensité I_a , qui nous est préconisée, est de 25 mA , soit $0,025 \text{ A}$.

La valeur de la résistance de charge, à placer dans le circuit de l'anode, sera $R = 50 \text{ V} / 0,025 \text{ A} = 2000 \Omega$; nous choisirons une résistance de la valeur normalisée qui est la plus voisine de 2000Ω , soit une résistance de 2200Ω .

Cette résistance de charge R devra pouvoir dissiper une puissance $P = R I_a^2 = 2200 (0,025)^2 = 1,375 \text{ W}$; nous la choisirons du type 2 W .

Le courant de grille-écran est de 5 mA ($I_{g2} = 5 \text{ mA}$), soit de $0,005 \text{ A}$. Comme le potentiel de la grille-écran doit être de 200 V , nous alimenterons l'écran à partir du pôle $+ \text{H.T.}$ (300 V) à travers une résistance, résistance d'alimentation de la grille-écran, qui, parcourue par le courant d'écran I_{g2} doit assurer la chute de tension requise pour que le potentiel de la grille-écran V_{g2} soit de 200 V . Cette chute de tension nécessaire est de $300 - 200 = 100 \text{ V}$.

La valeur de la résistance R_{g2} , destinée à alimenter l'écran, devra être de $100 \text{ V} / 0,005 \text{ A} = 20\,000 \Omega$; nous prendrons une résistance de valeur $22\,000 \Omega$, valeur normalisée la plus voisine.

La puissance à dissiper par cette résistance R_{g2} étant de

$$22\,000 \Omega (0,005 \text{ A})^2 = 0,55 \text{ W},$$

nous opterons pour une résistance de $22\,000 \Omega$, du type 1 W .

La grille-écran sera découplée par un condensateur de $100\,000 \text{ pF}$, soit $0,1 \mu\text{F}$, valeur habituelle, mais dont la tension de service sera d'au moins 250 V , puisque le potentiel de la grille-écran est fixé à 200 V .

Quant à la cellule de découplage constituée par une résistance associée, en parallèle, au condensateur C_k , dans le retour de la cathode, pour

assurer une polarisation automatique de la cathode, tout comme dans le cas d'une triode, nous commencerons par calculer l'intensité du courant résultant qui passe dans la cathode, en faisant la somme de l'intensité du courant anodique, au repos, ($I_a = 0,025 \text{ A}$) et de l'intensité du courant de la grille-écran ($I_{g2} = 0,05 \text{ A}$). Dans la cathode il passe un courant total, au repos, de $0,025 + 0,005 = 0,030 \text{ A}$.

La cathode doit être portée à un potentiel de $+ 5 \text{ V}$ par rapport à la grille de commande G_1 , puisque le potentiel de polarisation de la grille de commande, au repos, doit être $- V_{g1} = 5 \text{ V}$. Nous placerons, dans le circuit de la cathode, entre la cathode et le pôle « moins » de la source d'alimentation (H.T.), pôle qui sera réuni à la masse générale du montage, une résistance R_k qui, parcourue par un courant de $0,030 \text{ A}$, doit garantir une chute de tension de 5 V .

La valeur de la résistance R_k doit être de $5 \text{ V} / 0,03 \text{ A} = 170 \Omega$ environ. Nous opterons pour une résistance R_k , de valeur, normalisée, 180Ω .

Comme la puissance à dissiper par la résistance R_k , de 180Ω , parcourue par un courant d'intensité $0,03 \text{ A}$ est de $180 \Omega (0,03 \text{ A})^2 = 0,16 \text{ W}$, nous choisirons la résistance R_k du type $0,5 \text{ W}$.

Quant au condensateur C_k , associé à la résistance R_k pour constituer la cellule de découplage, pour la polarisation automatique de la cathode, sa capacité dépendra de la fréquence des signaux à transmettre. La valeur de la capacité du condensateur de découplage ira de quelques milliers de picofarads, pour des signaux de fréquence environ 30 MHz , à quelques dizaines de microfarads, dans le cas de signaux de très basse fréquence (quelques dizaines de hertz). Dans tous les cas, la tension de service du condensateur adopté devra être au moins égale à une dizaine de volts, car il faut tenir compte du fait que le condensateur de découplage subit des fluctuations de tension qui apparaissent au cours de l'amplification, lorsqu'un signal entrée est injecté dans la grille de commande (se rappeler ce qui a été dit au cours du chapitre précédent, lorsque nous avons étudié la polarisation automatique).

De la tétrode à la pentode

Nous avons parlé des imperfections de la triode ; nous avons vu que l'adjonction de la grille-écran à la triode, ce qui nous amenait à la tétrode, permet d'accroître, dans un rapport considérable, le coefficient d'amplification K de la triode. La tétrode semble, par là, être une merveille, comparativement à la triode... Cependant la tétrode présente, elle aussi, des imperfections...

Nous savons que la grille-écran de la tétrode est polarisée positivement par rapport à la cathode, à un potentiel un peu inférieur à celui de l'anode. La grille-écran attire donc les électrons (négatifs) émis par la cathode. Mais, comme elle possède une forme de grille, tout comme la grille de commande de la triode, elle ne peut s'opposer au passage des électrons qui, partant de la cathode, se rendent à l'anode, électrode

positive qui les attire et les fixe. La grille-écran, en raison du potentiel positif auquel elle est portée, accélère la vitesse de transit des électrons dans la tétrode.

A première vue, voilà qui peut sembler un avantage sérieux lorsque la tétrode doit amplifier des signaux de fréquence élevée. Nous avons parlé, au cours du chapitre 12, des difficultés rencontrées dans les transistors en raison du temps de transit des électrons. La triode, la tétrode, les autres tubes multigrilles souffrent également, comme les transistors, de la vitesse de déplacement insuffisante des électrons.

Les électrons, issus de la cathode, ont à franchir une certaine distance pour atteindre l'anode ; leur débit, gouverné par le potentiel de la grille de commande, est perturbé par la fréquence du signal entrée à amplifier. Or, si le temps mis par les électrons, pour franchir l'espace cathode-anode, est trop grand durant la période (durée d'un cycle) du signal entrée, il est bien évident que le fonctionnement, la qualité de l'amplification du tube électronique sont altérés. Le rendement des tubes décroît au fur et à mesure que l'on monte en fréquence. C'est pourquoi il faut concevoir des tubes spéciaux, pour les signaux de haute et très haute fréquence ; ce sont les tubes pour hyperfréquences qui feront l'objet du chapitre 19.

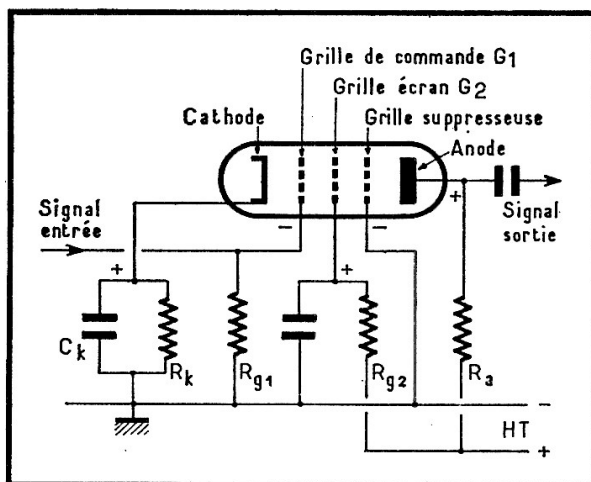


Fig. 16-3. — La grille supresseuse, placée entre la grille-écran et l'anode de la pentode, est toujours polarisée très négativement, par rapport à l'anode.

Dans la tétrode, la grille-écran, en raison du potentiel positif auquel elle est portée, attire les électrons. Toutefois, elle autorise leur passage en direction de l'anode, puisqu'elle est constituée par une grille, tout comme la grille de commande (fig. 16-1). Pour ces raisons, les électrons sont énergiquement attirés à la fois par la grille-écran et par l'anode ; ils voient leur vitesse augmenter.

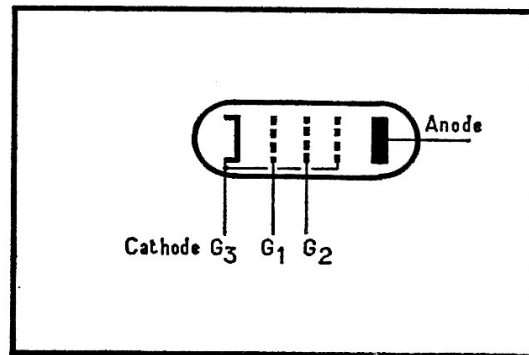
Malheureusement leur vitesse, c'est apparemment paradoxal, devient trop élevée. Leur énergie cinétique, c'est-à-dire l'énergie qu'ils acquièrent par leur vitesse, est accrue ; certains d'entre eux arrivent, en un sens, trop vite sur l'anode, rebondissent avant d'être captés, fixés par l'anode. Nous sommes donc en présence d'une nouvelle source de perturbation du fonctionnement théoriquement idéal de la tétrode. Aussi faut-il s'efforcer d'empêcher ce phénomène, ou, tout au moins, d'en réduire les effets, ce qui amène à prendre certaines dispositions, en élaborant un nouveau tube électronique, la pentode.

La pentode

Nous venons de voir qu'il est indispensable, pour améliorer la tétrode, de faciliter la fixation, par l'anode, des électrons dont la vitesse est accélérée par la grille-écran au cours de leur trajet cathode-anode.

Certains électrons rebondissent sur l'anode (positive) qui les attire, en raison de la vitesse élevée à laquelle ils arrivent sur elle. Pour leur imposer de retourner au plus vite en direction de l'anode, après ce rebondissement, il n'est rien de plus simple que de placer, près de l'anode, une nouvelle électrode, polarisée très négativement, qui les repoussera, vers l'anode, en raison de son potentiel négatif. Les électrons négatifs,

Fig. 16-4. — Généralement le fabricant réalise, à l'intérieur de la pentode, la connexion « grille supprimeuse-cathode ».



subissant des forces énergiques de répulsion de la part de cette nouvelle électrode polarisée très négativement, sont alors finalement captés par l'anode. Une telle électrode en forme de grille, placée entre la grille-écran et l'anode, est appelée *grille-supprimeuse*. La tétrode devient alors une *pentode*, c'est-à-dire, comme son nom l'indique, un tube électronique comportant 5 électrodes : la cathode, la grille de commande, la grille-écran, la grille-supprimeuse et l'anode (fig. 16-3).

Puisque la grille-supprimeuse doit être polarisée très négativement, elle est habituellement reliée directement, à l'intérieur du tube, par le fabricant lui-même, à la cathode, électrode qui est polarisée très négativement par rapport à l'anode, (fig. 16-4). Parfois, la connexion n'est pas réalisée d'origine ; il appartient à l'utilisateur de l'effectuer, en reliant la grille-supprimeuse ou bien à la cathode, par l'extérieur du tube électronique, ou bien à la masse du montage, qui est toujours portée au potentiel négatif de la source d'alimentation.

Nous n'aurons rien à ajouter pour ce qui est de la mise en œuvre de la pentode, car la pentode ne diffère de la tétrode, sur ce plan, que par la grille-supprimeuse qu'elle possède en plus et nous venons de voir comment connecter cette grille-supprimeuse. Nous dirons seulement que la pentode est le tube électronique le plus rencontré dans les montages...

Tubes multigrilles

Après avoir étudié la diode, le plus simple des tubes électroniques, nous avons fait la connaissance des tubes à grilles : la triode, la tétrode et la pentode...

Il existe d'autres types de tubes, plus complexes, comportant au total plus de 5 électrodes. Ces tubes multigrilles sont destinés à des fonctions particulières.

Nous mentionnerons ici un seul exemple : le tube *hexode*, tube qui possède six électrodes, donc quatre grilles, utilisé en changeur de fréquence (fig. 16-5).

Un tube hexode comporte deux grilles de commande, il est donc possible de lui injecter, simultanément, deux signaux à amplifier.

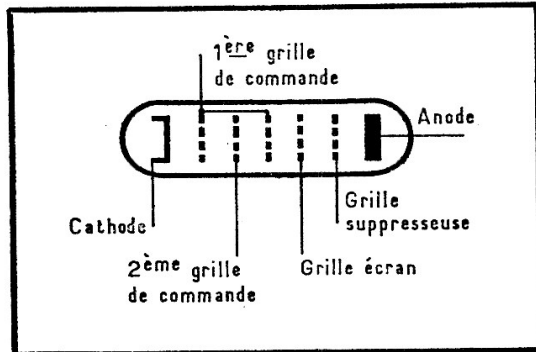


Fig. 16-5. — Le tube hexode a été conçu pour fonctionner en changeur de fréquence.

Lorsqu'on injecte, dans un même tube, deux signaux dont les fréquences sont respectivement f_1 et f_2 , on recueille, à la sortie du tube, sur l'anode, un signal sortie qui possède les caractéristiques, les formes des signaux réunis, mais la fréquence du signal sortie est la différence ($f_1 - f_2$), ou la somme ($f_1 + f_2$) des fréquences des signaux injectés à l'entrée du tube.

Certes, il nous faut préciser que l'on ne recueille pas un seul signal sortie, mais une série de signaux sur des fréquences harmoniques, multiples de celle du signal sortie de base. Il est facile de réaliser des circuits accordés sur une fréquence déterminée, d'excellent rendement, qui ne réagissent que devant les signaux dont la fréquence est précisément celle de résonance des circuits amplificateurs accordés.

Dans un récepteur radio, on trie les signaux provenant des divers émetteurs, pour isoler le seul signal incident désiré. C'est à un circuit accordable qu'incombe la tâche de laisser passer, vers une des deux grilles de commande d'un tube hexode, le seul signal que l'on désire capter. Appelons f_1 la fréquence du signal incident sur lequel on accorde le récepteur.

En même temps, on injecte, dans la deuxième grille de commande G_2 du même tube hexode, un signal fourni par un oscillateur local, dont le récepteur est muni, oscillateur dont la fréquence f_2 est différente de la fréquence f_1 du signal capté. Il va sans dire que, tout au long d'une gamme d'ondes, à l'écoute, la recherche des stations qui consiste à accorder le circuit d'entrée sur la fréquence f_1 du signal capté, s'effectue manuellement, par commande unique, tout en faisant varier la fréquence de l'oscillateur local. Mais la fréquence intermédiaire, différence entre les fréquences f_2 et f_1 reste constante.

A la sortie du tube hexode apparaît le signal sur la fréquence intermédiaire ($f_2 - f_1$), qui possède les caractéristiques de modulation du signal incident f_1 . La modulation est l'opération qui consiste, à l'émission, à modifier le signal, envoyé par l'émetteur, par un signal modulant (parole, musique, etc.)

Le signal sur la fréquence intermédiaire ($f_2 - f_1$) possède les caractéristiques de modulation du signal provenant de l'émetteur. Les étages intermédiaires du récepteur ont pour tâche d'amplifier uniquement le signal de fréquence intermédiaire, ce qui permet d'accroître la sélectivité du récepteur.

Tout au long d'une gamme d'ondes, le signal de fréquence intermédiaire est automatiquement adapté au signal incident provenant de l'émetteur. Dans le tube hexode, le signal incident se trouve, en quelque sorte, changé en un signal de fréquence intermédiaire, d'où les expressions de *changement de fréquence*, de *tube changeur de fréquence*, etc.

Le tube hexode est un tube multigrilles qui a été spécialement conçu pour assurer la fonction de changeur de fréquence.

Tubes composites

Dans un but de réduction de l'encombrement, dans la recherche de la miniaturisation, les fabricants groupent, dans un même tube de verre, deux ou plusieurs tubes électroniques complets. De tels tubes sont appelés *tubes multiples* ou encore *tubes composites*.

Il existe évidemment une très grande variété de tubes composites, de la double diode à la triode-hexode, en passant par la triode-pentode, sans oublier la double pentode et combien d'autres !

L'utilisateur dispose donc d'un assortiment complet de différents tubes électroniques. Il peut ainsi très souvent rassembler, en un seul tube composite, les différents tubes nécessaires à plusieurs circuits séparés de ses montages.

OSCILLATEURS ET GENERATEURS DE SIGNAUX A TUBES

Depuis très longtemps, avant l'apparition des transistors, les techniciens se servaient d'oscillateurs, de générateurs de signaux et autres montages électroniques comportant des tubes. Objectivement, nous ne pouvons prendre parti pour les transistors ou pour les tubes, mais nous n'allons pas, dans le cadre de cet ouvrage, faire l'étude complète de tous les montages possibles équipés de tubes électroniques, comme nous l'avons fait du point de vue transistors.

Ce que nous devons savoir, c'est qu'il est possible, autant dire dans tous les cas, au gré de chacun, de faire jouer des rôles identiques aux montages à transistors et aux montages à tubes électroniques. Il est possible d'atteindre les mêmes buts proposés, c'est ce qui nous permet de dire que tubes et transistors ont des analogies.

Cependant, il faut préciser, il ne faut jamais oublier que tubes et transistors ne se ressemblent pas, sous certains angles.

Quelques analogies entre les tubes électroniques et les transistors

Le transistor et le tube électronique sont tous deux des amplificateurs, mais *la commande d'un transistor s'effectue le plus souvent en intervenant sur l'intensité du courant de base, alors que la commande d'un tube s'effectue en intervenant sur la tension de polarisation de la grille d'entrée.*

Nous avons appris que le transistor, avec certaines précautions, peut se commander en tout ou rien ; il peut être *bloqué* ou *saturé*, suivant que l'intensité de son courant de base est nulle (état bloqué) ou maximum (état conducteur au maximum, état saturé).

Le tube électronique peut, lui aussi, être commandé en tout ou rien : il peut être bloqué ou conducteur, suivant que sa grille est polarisée au

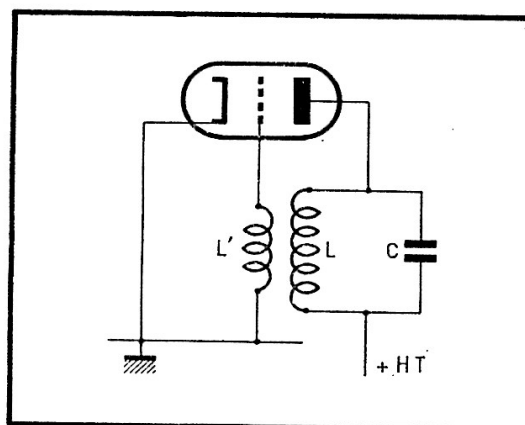
cut-off ou à la tension de saturation. Lorsque la grille est polarisée au cut-off, aucun courant ne passe dans le tube, celui-ci est donc *bloqué*. Si la grille est soumise à un potentiel plus élevé que la tension de cut-off, le courant anodique s'établit, le tube conduit ; mais, au delà d'une certaine valeur de tension grille, l'intensité du courant anodique ne croît plus, le tube est *saturé*.

De ces constatations toutes simples, il nous apparaît qu'il est très possible d'atteindre les mêmes buts (entretien d'oscillations, production de signaux, etc.) en utilisant indifféremment des tubes ou des transistors. Cependant n'allons pas dire qu'il suffirait d'enlever une triode d'un montage en la remplaçant purement et simplement par un transistor ou inversement, pour que le montage continue à fonctionner sans autre modification !

Oscillateurs L-C à tubes électroniques

Nous avons expliqué, au cours du chapitre 10, comment entretenir des oscillations dans un circuit L-C, circuit constitué par l'assemblage, en parallèle, d'une inductance L et d'un condensateur C.

Fig. 17-1. — Injecter dans la grille de commande du tube une fraction du signal sortie, voilà comment entretenir l'oscillation du circuit anodique L-C.



Nous avons montré qu'il suffit d'associer convenablement un tel circuit à un amplificateur, lequel a pour tâche d'amplifier une fraction du signal oscillant qui prend naissance dans le circuit L-C, lors de la mise sous tension du montage. En compensant de cette façon l'amortissement, qui suivrait inmanquablement le démarrage de l'oscillation, l'oscillation est alors entretenue.

Les propriétés amplificatrices des tubes électroniques ont, évidemment, été utilisées dans les oscillateurs L-C, bien avant l'apparition des transistors. Mais la technique de la fonction oscillatrice est la même, aussi bien pour les tubes que pour les transistors.

Reportons-nous au schéma de l'oscillateur théorique de la figure 17-1. Nous y voyons une triode dont l'anode est chargée par un circuit oscillant L-C, mais l'inductance L de ce circuit oscillant est couplée, magnétiquement, à une autre bobine L' placée dans le circuit de la grille du tube. Il va sans dire qu'un signal oscillant, développé dans le circuit L-C qui charge l'anode, engendre un signal auxiliaire proportionnel dans l'inductance L', couplée à l'inductance L. Le signal auxiliaire est injecté dans la grille de commande de la triode. Il convient de veiller à ce que les en-

roulements des bobines L et L' soient réalisés de telle sorte que le signal auxiliaire soit injecté en concordance de phase avec le signal entrée, pour ne pas annuler les effets de l'un par l'autre.

La mise sous tension déclenche l'apparition d'un signal oscillant dans le circuit L - C qui charge l'anode. L'oscillation naissante s'amortirait très vite si la triode n'amplifiait pas le signal auxiliaire injecté dans sa grille de commande. Mais l'amplification renforce le signal oscillant dans le circuit L - C , l'intensité du courant anodique de la triode croît jusqu'à la saturation ($I_a \text{ max.}$). A ce moment, plus de variation dans l'amplitude du signal oscillant naissant, c'est le renversement ; l'intensité du courant anodique décroît maintenant jusqu'à ce qu'elle devienne nulle. Puis le phénomène se renverse à nouveau et ainsi de suite, le circuit L - C qui charge l'anode est le siège d'un train d'oscillations entretenues.

Il est facile de concevoir un grand nombre de types d'oscillateurs équipés de tubes électroniques, tout comme de transistors. Les oscillateurs ne différeront que par la façon dont sera prélevé et réinjecté le signal auxiliaire d'entretien des oscillations.

Nous donnons, à la figure 17-2, les schémas de quelques oscillateurs : Hartley, Colpitts, T.P.T.G. (Tuned plate, tuned grid : plaque accordée, grille accordée) et E.C.O. (Electron Coupled Oscillator). Au sujet de ce dernier nous apporterons une précision : la grille-écran, la grille de commande et la cathode sont les trois électrodes qui entrent

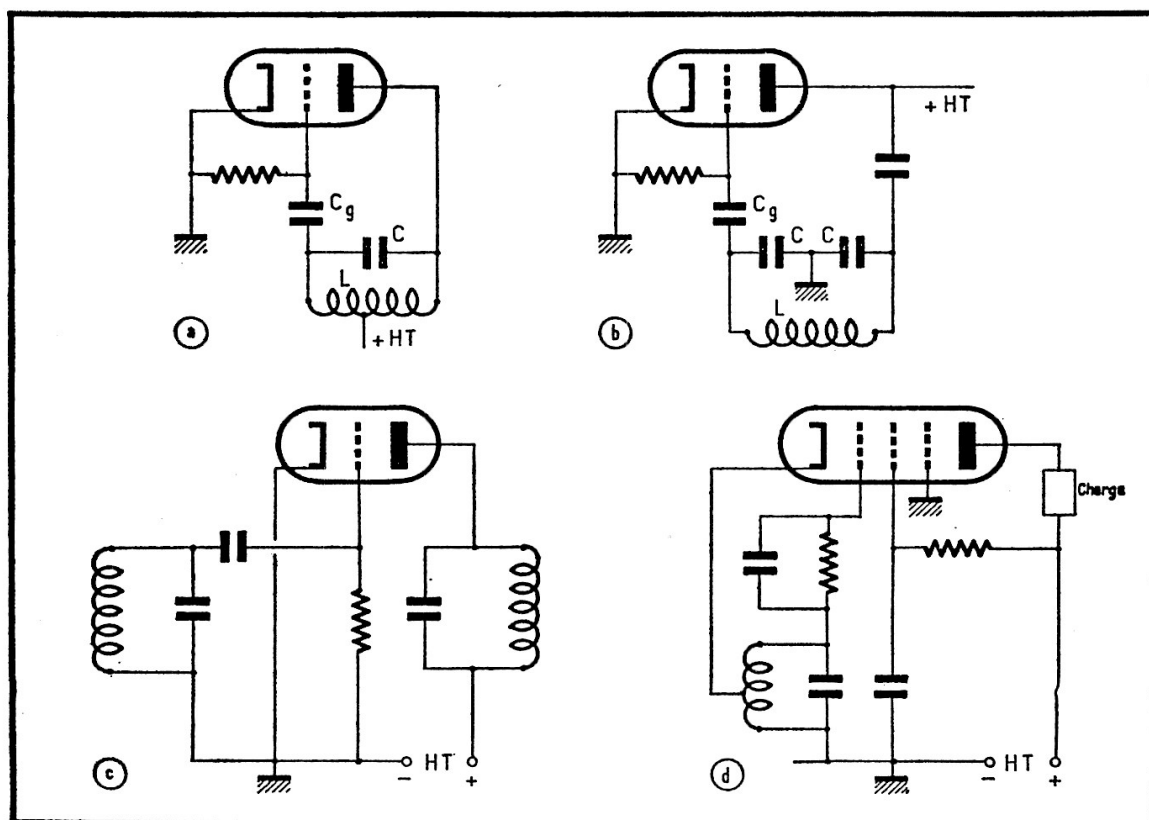


Fig. 17-2. — Les oscillateurs L - C ne diffèrent que par la façon dont est prélevé le signal auxiliaire pour être injecté dans la grille de commande.

a) Oscillateur Hartley ; b) Colpitts ; c) T.P.T.G. ; d) E.C.O.

réellement en jeu pour l'entretien des oscillations. L'anode ici, n'intervient que pour assurer le couplage de l'émetteur aux autres étages amplificateurs pilotés par l'oscillateur, par exemple dans un émetteur. Il ne faut pas coupler directement un oscillateur aux étages suivants, ni demander trop de puissance à un oscillateur pilote, car des glissements de fréquence apparaissent. Ces perturbations sont dues principalement à une température trop élevée qui provoque des déformations mécaniques des électrodes du tube ou des composants associés, en particulier de la bobine L. Le couplage électronique, par l'anode, en isolant l'oscillateur des étages suivants, confère à l'oscillateur E.C.O. une stabilité en fréquence réputée.

Oscillateurs à tubes électroniques, pilotés par quartz

Il est très commode et parfois avantageux de construire des oscillateurs à tubes électroniques pilotés par quartz. Un cristal de quartz, convenablement taillé, possède des *propriétés piézoélectriques*, c'est-à-dire qu'il résonne électriquement sur une fréquence qui dépend de ses dimensions et de la façon dont il est taillé. Toute déformation (légère) mécanique fait appa-

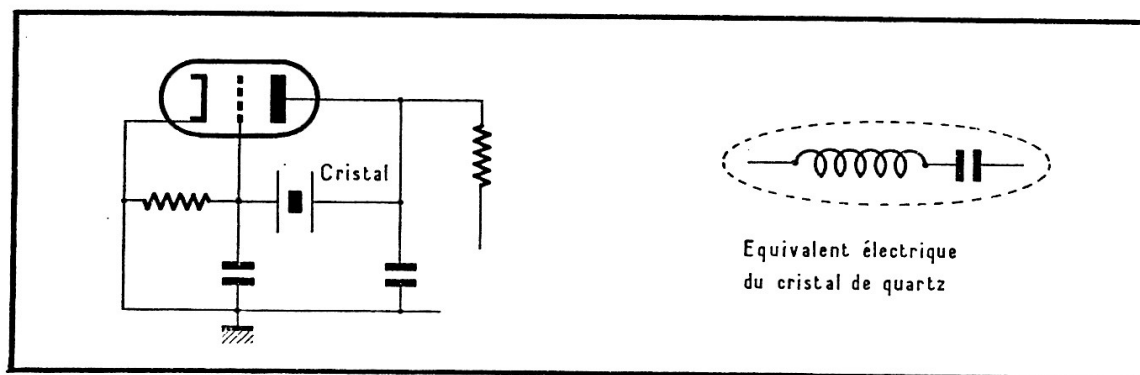


Fig. 17-3. — L'oscillateur à quartz oscille sur la fréquence de résonance du cristal de quartz qui le pilote.

raître, sur ses faces opposées, des charges d'électricité de signe contraire. Un cristal de quartz se comporte tout comme un circuit résonnant-série L-C, c'est-à-dire un circuit constitué par une inductance L en série avec un condensateur C. Il est intéressant d'utiliser un cristal de quartz pour piloter un oscillateur en imposant à cet oscillateur... d'osciller sur la *fréquence, très stable, de résonance du cristal*.

Le plus simple, mais encore le plus sûr des oscillateurs à tubes pilotés quartz est l'*oscillateur Pierce*, dont nous donnons le schéma à la figure 17-3.

Générateurs de signaux à tubes électroniques

Nous avons fait la connaissance des signaux rectangulaires, au chapitre 11 ; nous avons appris à produire de tels signaux à l'aide de montages multivibrateurs, montages transistorisés.

Evidemment, il est tout aussi facile de réaliser des multivibrateurs équipés avec des tubes électroniques. Nous donnerons ici les schémas, version tubes, des multivibrateurs que nous avons étudiés précédemment et qui étaient « transistorisés ».

MULTIVIBRATEUR ASTABLE

Ce type de multivibrateur est caractérisé par son « astabilité », en ce sens que les deux triodes qui le constituent passent, indéfiniment, de l'état bloqué à l'état saturé et inversement, le montage bascule sans cesse.

Le multivibrateur astable comporte deux triodes, habituellement réunies en un seul tube composite, une double-triode. Les deux demi-tubes, c'est ainsi qu'on appelle généralement les triodes de la double-triode, sont identiques de caractéristiques et montés symétriquement : l'un amplifiant le signal sortie de l'autre et réciproquement (fig. 17-4).

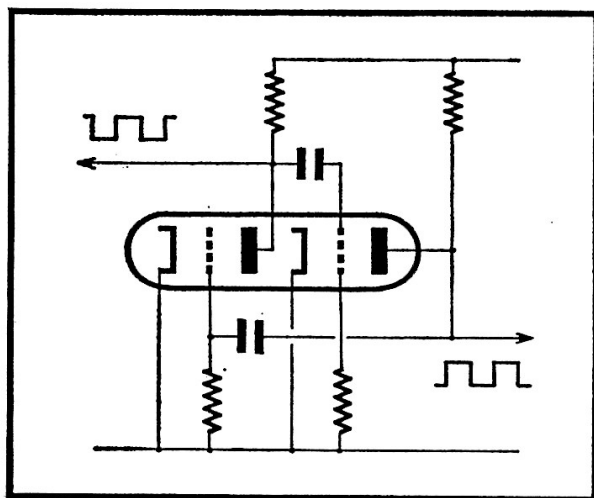


Fig. 17-4. — Deux triodes amplifient réciproquement leurs signaux de sortie : multivibrateur astable qui délivre des signaux rectangulaires.

A la façon des transistors du multivibrateur astable que nous avons étudié (chapitre 11), les triodes du multivibrateur astable se bloquent et se saturent alternativement. Les variations de tension développées dans les résistances de charge des anodes sont répercutées sur les grilles, d'une triode sur l'autre. Les grilles se trouvent ainsi, cycliquement, polarisées, soit au cut-off, soit à une tension très élevée, ce qui fait que chacune des triodes est bloquée quand l'autre, conductrice, est saturée. Mais cet état ne dure que jusqu'au prochain basculement, qui renverse la situation, en attendant le basculement suivant, etc.

Les signaux rectangulaires recueillis au niveau des anodes sont symétriques entre eux, lorsque les caractéristiques des triodes sont identiques, si les valeurs des composants (résistances, condensateurs) sont les mêmes.

MULTIVIBRATEUR BISTABLE

La réalisation de ce montage à l'aide de tubes électroniques est reproduit à la figure 17-5.

L'une des triodes est bloquée alors que l'autre est saturée (conductrice au maximum), mais cet état est stable : il faut envoyer une impulsion,

Fig. 17-5. — Le multi-vibrateur bistable bascule à chaque impulsion, en restant stable entre deux tops successifs.

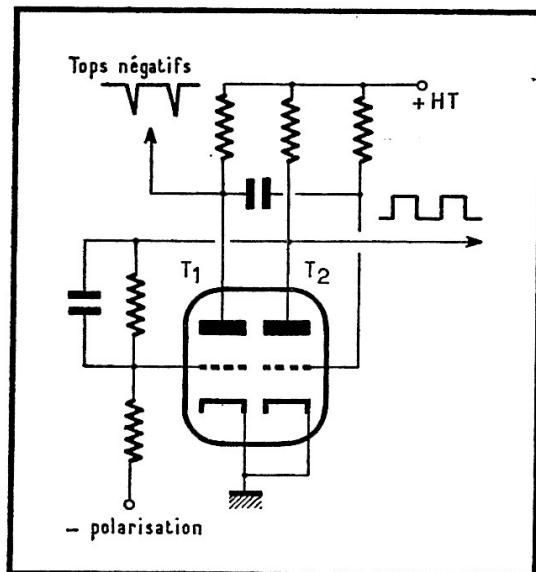
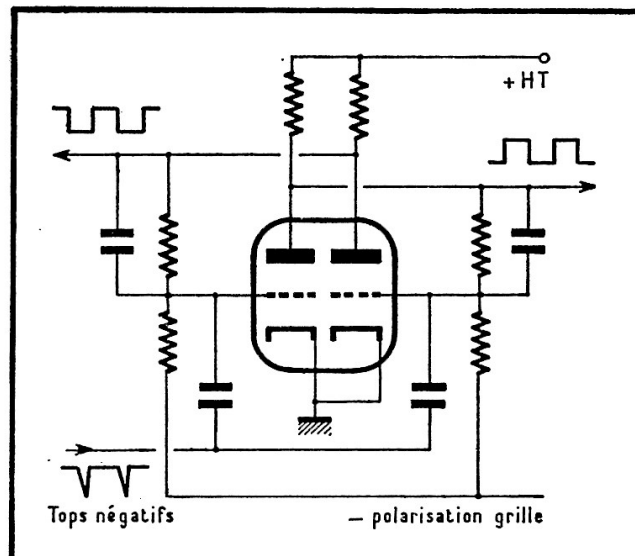


Fig. 17-6. — Le multi-vibrateur monostable bascule sous l'effet d'une impulsion, mais reprend très vite son état initial stable.

un top négatif sur les grilles, simultanément, pour provoquer le basculement du système qui restera stable jusqu'à l'envoi d'une nouvelle impulsion.

MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE

Comme son nom l'indique, ce montage possède un seul état stable, c'est-à-dire qu'une seule triode reste normalement bloquée, alors que l'autre conduit. Une impulsion négative fait basculer l'ensemble qui ne tarde pas à revenir à l'état initial.

Le multivibrateur monostable est constitué par un demi-multivibrateur astable et un demi-multivibrateur bistable, son schéma est reproduit à la figure 17-6. La triode T_1 est normalement bloquée, alors que la triode T_2 , elle, conduit à la saturation ; cet état est stable. Une impulsion négative énergétique, envoyée sur l'anode de la triode T_1 , répercutée sur

la grille de la triode T_2 , fait baisser le potentiel de polarisation de la grille de T_2 , ce qui entraîne un basculement passager, puisque la triode T_2 se bloque alors que T_1 se met à conduire. Or, l'ensemble ne tarde pas à revenir à son état initial, stable : T_1 se rebloque tandis que T_2 se remet à conduire...

TRIGGER

Ce montage est connu pour ses deux états stables, son basculement ne se produisant que lorsque le potentiel de polarisation de la grille de la

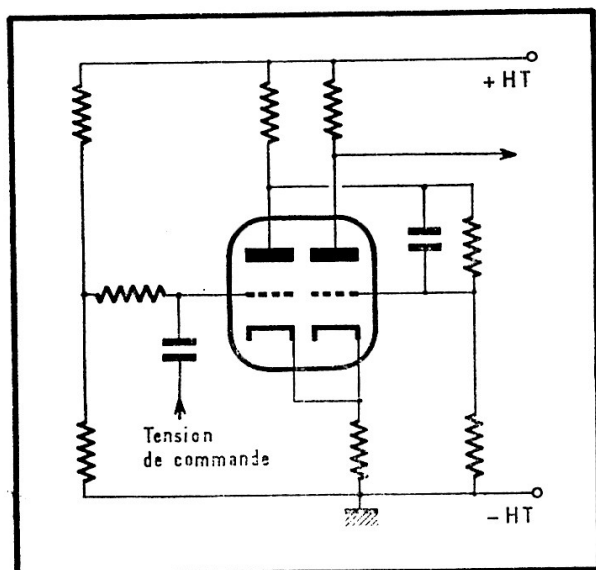


Fig. 17-7. — Le trigger, stable, ne bascule que lorsque la tension du signal qui lui est appliqué atteint et dépasse deux valeurs, inférieure et supérieure, qui commandent le basculement.

triode T_1 (fig. 17-7) atteint et dépasse, au cours des fluctuations imposées par la tension de commande, deux valeurs seuils qui commandent le basculement ; mais les deux états du système sont stables.



Ici prennent fin nos considérations sur les tubes électroniques classiques et leurs fonctions non moins classiques. Nous allons aborder, maintenant, l'étude des tubes électroniques spéciaux, dont les applications semblent, du moins jusqu'à ce jour, interdites aux transistors...

LES CATHOSCOPES

Les cathoscopes, tubes à rayons cathodiques, sont ces tubes électroniques spéciaux dont le fond plat s'illumine sous l'effet d'un faisceau d'électrons ; ce sont les tubes-écrans dont l'emploi va sans cesse grandissant.

Les applications des cathoscopes sont de plus en plus nombreuses. Si la télévision, le radar les utilisent journellement, les électroniciens, dans leurs laboratoires, ne sauraient plus se passer de leurs services qui sont sans cesse sollicités avec les oscilloscopes et oscillographes, ces merveilleux appareils aux possibilités souvent insoupçonnées qui traduisent optiquement et directement un nombre incroyable de phénomènes parfois si complexes.

Constitution du cathoscope

Le *cathoscope* est essentiellement constitué par une ampoule de verre, où règne un vide assez poussé, dont la partie cylindrique reçoit les électrodes, portées à des potentiels convenables. La partie conique du cathoscope est terminée par une calotte sphérique de grand rayon de courbure, assez plate, qui forme l'*écran*.

Reportons-nous à la figure 18-1. Nous y distinguons d'abord une

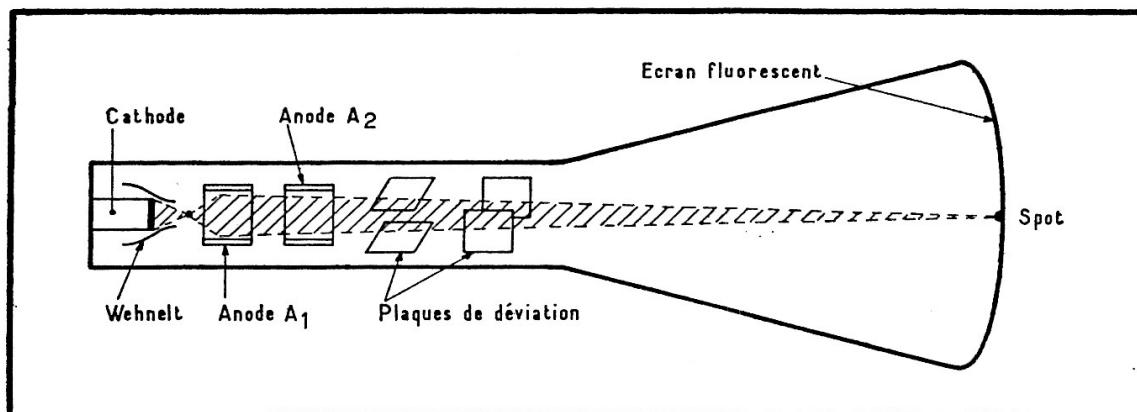


Fig. 18-1. — L'ensemble cathode-wehnelt est un « canon à électrons ».

cathode à chauffage indirect, dont la seule paroi émettrice d'électrons est le fond de ce petit cylindre en nickel. La cathode est enveloppée d'une électrode très particulière, le *wehnelt*, cylindrique, percée d'un trou permettant le passage des électrons (fig. 18-2) ; l'ensemble cathode-wehnelt est souvent qualifié de *canon à électrons*.

Le wehnelt est porté à un potentiel négatif par rapport à celui de la cathode, dans un double but :

a) — contrôler le nombre d'électrons émis par le canon, en direction de l'écran, en commandant par là même le faisceau d'électrons, *le faisceau électronique* et *la luminosité*. Il est bien évident que le wehnelt, porté à un potentiel négatif, par rapport à la cathode, influe sur la quantité, mais aussi sur la façon dont partent les électrons (négatifs), émis par la cathode spéciale.

b) — créer un champ électrostatique autour de la cathode, lequel champ concentre les électrons au point P, (fig. 18-2). Les électrons, charges d'électricité négative, mobiles, sont, en un sens, des conducteurs d'électricité ; nous devrions plutôt dire des porteurs, car ils sont mobiles. Ils subissent l'influence d'un champ électrostatique, c'est normal, comme tout corps conducteur de l'électricité. Leur trajectoire est donc déviée, lorsqu'ils subissent l'influence d'un champ électrostatique ou d'un champ électromagnétique, exactement à la façon d'un conducteur électrique qui baigne dans un champ électrostatique ou électromagnétique.

Le wehnelt repousse les électrons, les faisant converger vers un point P de l'axe du canon à électrons, exactement comme une loupe, lentille convergente qui concentre les rayons lumineux en son foyer optique. Au point P nous avons ainsi une source (électronique) *ponctuelle* qui émet des électrons dans la direction opposée au canon à électrons. Les électrons obéissent aux lois de l'*optique électronique*. Nous allons voir quel trajet ils font à partir de la source P.

Toujours sur la figure 18-1, nous découvrons deux anodes, que nous avons appelées A_1 et A_2 . Ce sont deux électrodes cylindriques, portées à des potentiels positifs par rapport à la cathode. Précisons que l'anode A_2 est soumise à un potentiel qui est généralement trois à quatre fois plus élevé que celui de l'anode A_1 . Les deux anodes A_1 et A_2 constituent un système convergent, parlant optique électronique, qui, à la façon d'un objectif photographique, donne sur l'écran du cathoscope une image réelle, circulaire, de la source ponctuelle P. Cette image, petit point d'impact des électrons sur l'écran du tube à rayons cathodiques, est appelée *spot*. Le diamètre du spot est de l'ordre du dixième de millimètre.

Le spot est lumineux, car la paroi écran, à l'intérieur du cathoscope, a reçu un dépôt, un revêtement d'un enduit à base de corps chimiques minéraux. Ces corps chimiques, judicieusement triés, deviennent fluorescents sous l'action du spot. C'est ainsi que les silicates de zinc et de manganèse donnent une fluorescence verte. Il existe des tubes à fluorescence bleue, violette, jaune-vert, orange... La distribution spectrale des corps minéraux employés doit être voisine de la sensibilité maximale de l'œil pour convenir à l'observation directe.

La mise au point du système optique (électronique) s'opère sur l'écran ; dans un oscilloscope, la qualité de l'image dépend de la finesse du spot et de celle de la courbe lumineuse tracée. C'est en agissant sur la tension de polarisation de l'anode A_1 que l'on modifie la dimension du spot. L'anode A_2 de son côté, est une électrode accélératrice, dont le rôle est d'accroître la vitesse des électrons pour que ceux-ci viennent percuter l'écran avec une énergie cinétique suffisante (énergie cinétique = énergie donnée par la vitesse) pour provoquer l'illumination correcte. Ces électrons ne sauraient être captés par l'écran fluorescent, puisque l'écran n'est pas une électrode ;

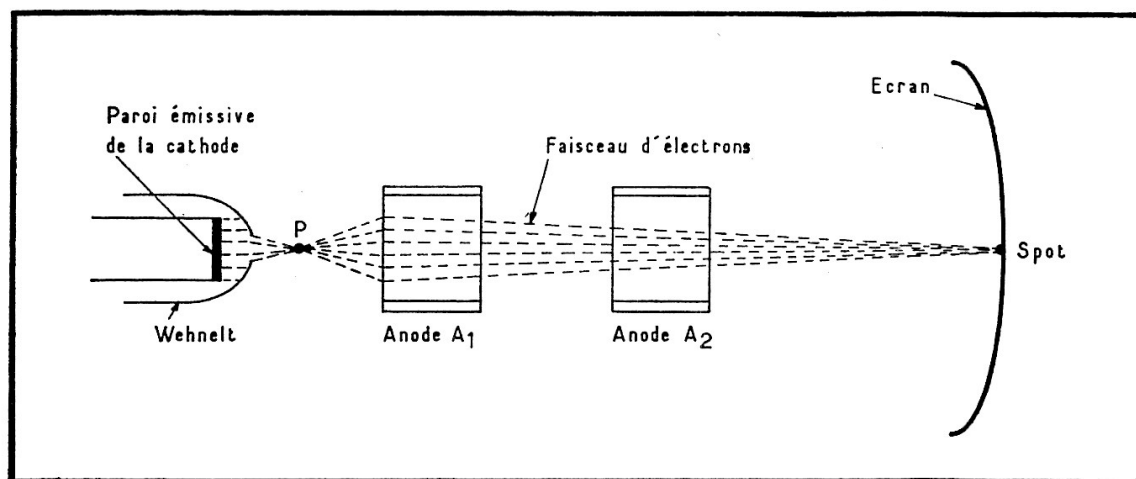


Fig. 18-2. — Les anodes A_1 et A_2 constituent une lentille convergente, en optique électronique.

mais les électrons rebroussement chemin pour aller se faire capter par les anodes (positives). Certains tubes, tels que ceux utilisés dans les récepteurs de télévision, possèdent une anode prévue spécialement à cet usage, disposée sur le cône du cathoscope. (Attention à la très haute tension : l'anode des tubes-écrans des récepteurs de télévision est portée à un potentiel de l'ordre de 15 000 V !)

Enfin, le cathoscope est encore pourvu de deux paires d'anodes, les *plaques de déviation* (fig. 18-1). Ces anodes ont pour rôle de faire dévier le faisceau électronique, ce qui revient à faire dévier le spot sur l'écran. C'est grâce aux plaques de déviation que l'on fait décrire au spot la courbe qui traduit optiquement, géométriquement, le phénomène électrique analysé.

Déviation électrostatique

Deux plaques parallèles, convenablement polarisées, constituent un condensateur ; il existe donc entre elles un champ électrostatique (fig. 18-3). Un électron, négatif, franchissant l'espace qui les sépare, est naturellement attiré par celle des plaques qui est polarisée positivement. Il est, par contre, repoussé par la plaque polarisée négativement, sa trajectoire est donc déviée. En l'absence de tensions appliquées sur les plaques de déviation, un électron de la source punctiforme P atteint le point O, au centre de l'écran.

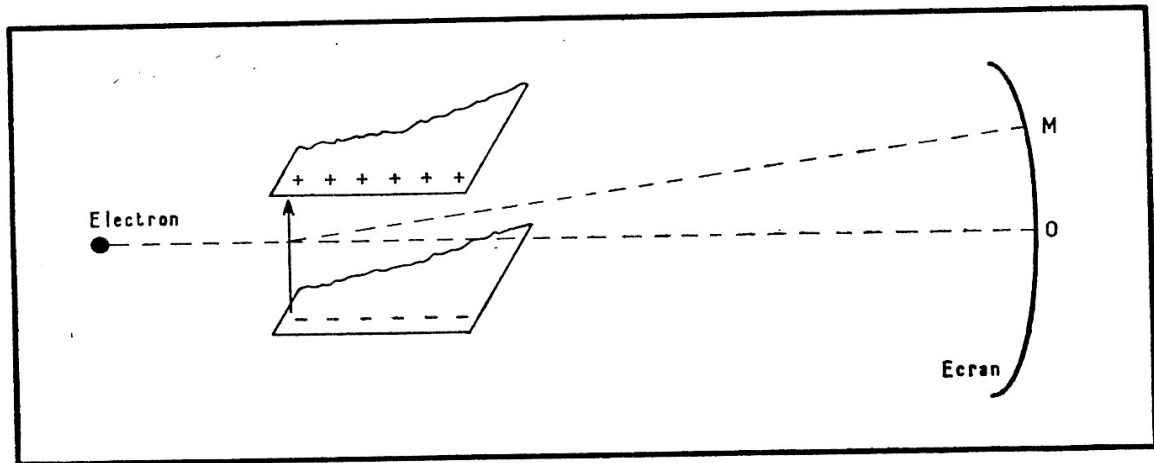


Fig. 18-3. — Les plaques de déviation, comme leur nom l'indique, font dévier les électrons de leur trajectoire normale.

Les plaques étant excitées, comme le montre la figure 18-3, l'électron vient percuter l'écran au point M.

Les *plaques verticales*, celles qui sont disposées verticalement dans le cathoscope, assurent la déviation horizontale du spot. Par contre, les *plaques horizontales* commandent la déviation verticale du spot. Les plaques horizontales et les plaques verticales étant excitées d'une façon alternative, il est bien évident que le spot lumineux décrit, sur l'écran, une courbe lumineuse qui traduit optiquement et géométriquement le phénomène observé, si le phénomène en question est préalablement traduit sous forme de signal électrique, signal dont la tension vient modifier le potentiel de polarisation des plaques de déviation.

Supposons que les plaques ne soient pas excitées : le spot reste immobile, au centre de l'écran.

Si une tension alternative est appliquée aux seules plaques horizontales, le spot décrit un segment de droite verticale ; si la tension alternative est appliquée aux seules plaques verticales, le spot décrit, cette fois, un segment de droite horizontale. Mais l'application simultanée de la tension

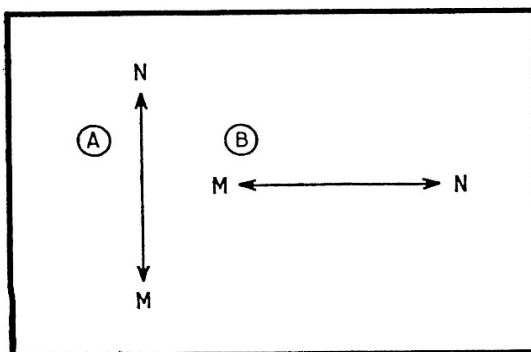


Fig. 18-4. — En a) seules les plaques horizontales sont excitées : le spot se déplace verticalement.

En b) les plaques verticales sont seules excitées : le spot se déplace horizontalement.

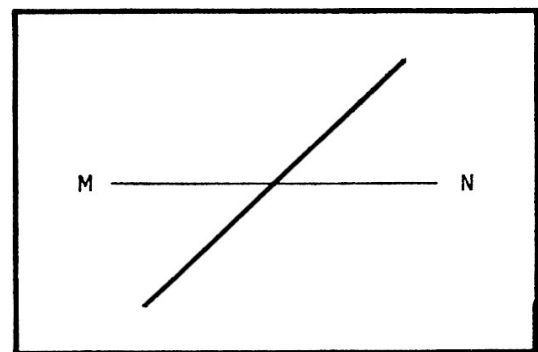


Fig. 18-5. — Lorsque les plaques horizontales et verticales sont excitées simultanément, le spot décrit une droite inclinée.

alternative aux deux jeux de plaques de déviation fait apparaître, sur l'écran, une trace lumineuse inclinée qui est la traduction géométrique, en deux dimensions, de la tension alternative appliquée aux plaques de déviation (fig. 18-4). Voilà qui suffit pour nous donner une idée sur le principe de base des oscilloscopes.

Dans la pratique, pour que la déviation du spot soit parfaitement bien équilibrée, il faut que les tensions appliquées sur les plaques de déviation soient égales et de signe opposé. Cela présente l'avantage de maintenir la concentration du spot dans les déviations importantes.

La sensibilité S d'un tube à rayons cathodiques s'exprime en millimètres de déviation, de déplacement du spot lumineux sur l'écran, par volt appliqué sur les plaques de déviation.

Déviations électromagnétique

Un champ magnétique dévie la trajectoire d'un électron tout comme le fait un champ électrostatique. Nous pouvons remplacer les plaques de déviation du cathoscope par un système de déviation électromagnétique constitué par un jeu de quatre solénoïdes placés à l'extérieur du tube (fig. 18-6). Ces bobines doivent être convenablement disposées pour que

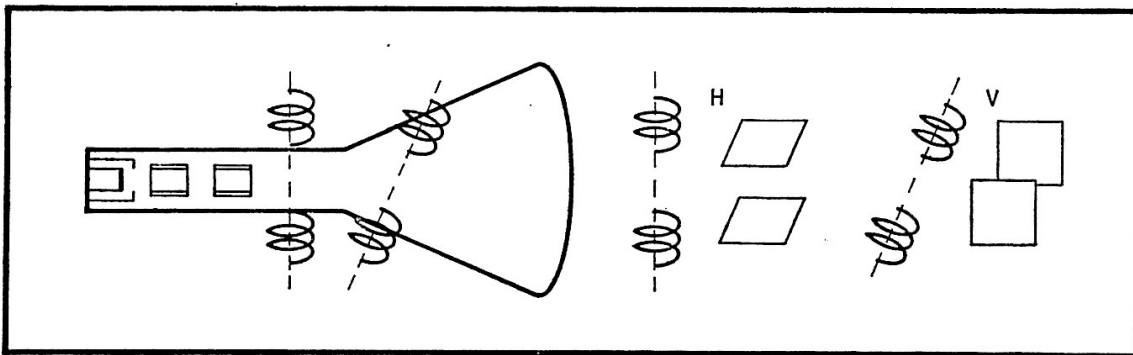


Fig. 18-6. — Les plaques de déviation sont remplacées bien souvent (tubes cathodiques de récepteurs de télévision) par des bobines électromagnétiques.

les champs électromagnétiques développés par elles, lorsqu'elles sont excitées, aient la même action sur le faisceau électronique que les plaques de déviation électrostatique. Les bobines de déviation, au nombre de quatre, seront appairées deux à deux : bobines de déviation horizontale et bobines de déviation verticale. On les appelle assez souvent bobines de déflection, et l'ensemble : bloc de déflection. Les cathoscopes des récepteurs de télévision du commerce sont tous du type à déflection par bobines.

Dans un récepteur de télévision, on impose au spot un balayage automatique de l'écran de gauche à droite, en haut, puis un autre balayage identique situé immédiatement en dessous du premier. Le spot décrit ainsi un premier ensemble, pour venir ensuite effectuer un deuxième balayage entre les lignes du premier. On fait varier la luminosité du spot en fonction du signal reçu, venant de l'émetteur, pour obtenir, sur l'écran, un très

grand nombre de lignes, de successions de points de luminosité variable. C'est de cette façon que l'on reproduit l'image sur l'écran des cathoscopes des récepteurs de télévision.

Comme la fréquence du courant secteur E.D.F. est de 50 périodes par seconde, le balayage est synchronisé à raison de 50 demi-images par seconde (un balayage complet par 4 alternances), ce qui nous donne 25 images complètes par seconde. Dans le standard à définition 819 lignes, le spot décrit 25 fois 819 lignes par seconde, ce qui fait 20 475 lignes par seconde. Plus le standard de définition est élevé, c'est-à-dire plus le nombre développé de lignes pour l'exploration de l'image est élevé, plus l'image est fine, c'est bien évident.

LES TUBES SPECIAUX POUR HYPERFREQUENCES

Chacun sait que longueur d'onde (λ) et fréquence (f) sont liées par une formule simple : $f = V/\lambda$, V étant la vitesse de propagation de l'onde, soit, pratiquement, 300 000 kilomètres par seconde.

Cette formule montre que plus la fréquence d'un signal rayonné par un émetteur est élevée, plus la longueur d'onde émise par lui est petite.

Les techniciens crurent, au début, que les liaisons radio s'effectueraient entre des postes d'autant plus éloignés que les émetteurs de l'avenir fonctionneraient sur des fréquences plus « basses » et développeraient de très grandes puissances.

Ils prétendirent même qu'il était inutile de chercher « à descendre en dessous de 200 mètres », autrement dit qu'il ne fallait pas « monter » au-dessus de 1500 kHz, que l'avenir était aux longueurs d'ondes hectométriques... Pourtant les phénomènes de rayonnement avaient été mis en évidence par le physicien Hertz sur des ondes décimétriques !

Les radio-amateurs se virent allouer, sans enthousiasme, toutes les longueurs d'ondes inférieures à 200 mètres. Obligés donc de travailler en haute fréquence (pour l'époque), ils ouvrirent le chemin des ondes courtes, réussissant des liaisons transcontinentales qui surprirent d'autant plus les professionnels que les puissances de leurs émetteurs étaient dérisoires (de l'ordre de quelques watts !).

Aujourd'hui, si des longueurs d'ondes supérieures à 3000 mètres sont encore utilisées en de très rares circonstances, c'est uniquement parce que les stations existent, mais il ne viendrait pas à l'idée d'en construire de nouvelles, travaillant sur ondes si longues !

Radio, télévision, radar, goniométrie, appareils pour sondages, satellites, voilà autant de noms qui évoquent, pour nous, cette idée d'hyperfréquences que l'on appelle U. H. F. (ultra hautes fréquences) ; pour les situer au-dessus des T. H. F. (très hautes fréquences), qui sont déjà bien plus élevées que les H. F. (hautes fréquences)... Mais peut-on réellement établir une classification des fréquences, quand on songe que l'on s'exprime

aujourd'hui en gigahertz (milliers de mégahertz) pour parler des U. H. F., dans le domaine des télécommunications par satellite... alors que le petit mégahertz était la frontière infranchissable des techniciens du début du siècle...

Dans cette course aux U. H. F. il a fallu créer des tubes spéciaux, tubes pour hyperfréquences, qui, peut-être un jour, cèderont la place aux transistors U. H. F. de puissance, mais rendront encore de très appréciables services avant d'être remplacés...

Limitations des tubes électroniques classiques

Malgré tous les perfectionnements techniques qui ont été apportés aux tubes électroniques classiques, le fonctionnement de ces derniers devient de moins en moins efficace au fur et à mesure que croît la fréquence : le gain qu'ils procurent est de moins en moins important, le signal s'affaiblit au lieu d'être amplifié. Cette limitation est due au mécanisme électronique des tubes eux-mêmes ainsi qu'aux circuits qui leur sont associés.

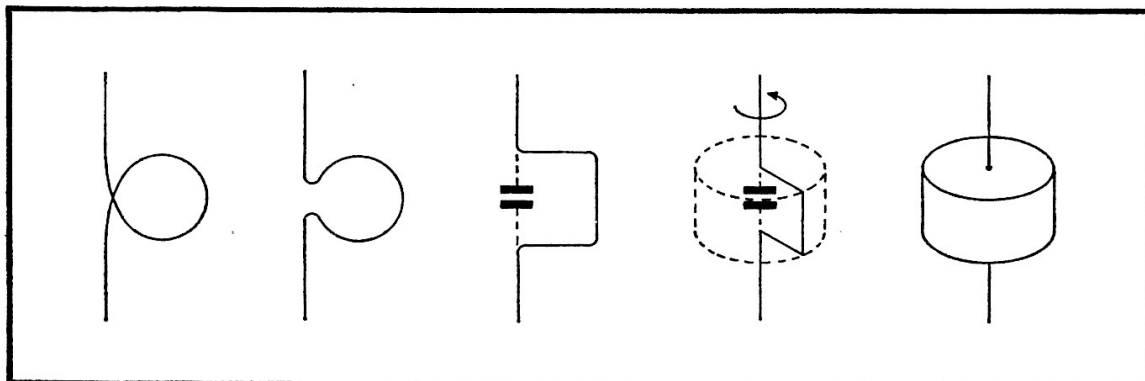


Fig. 19-1. — Une simple spire, une boucle, possède une capacité parasite associée. En la faisant tourner sur son axe, elle engendre une cavité résonnante cylindrique.

Nous avons expliqué le rôle, fâcheux, joué par les capacités inter-électrodes (chapitre 16) dans le tube électronique. Nous avons vu comment remédier à cet inconvénient en ajoutant des grilles supplémentaires à la triode. Une amélioration fort appréciable est ainsi obtenue quant au coefficient d'amplification, mais, en revanche, l'accroissement du nombre des grilles a pour effet d'augmenter le temps de transit, le temps que les électrons mettent à franchir les espaces entre cathodes et anodes. Somme toute, les tubes électroniques classiques, que nous avons étudiés, ne sont pas adaptés aux hyperfréquences. Il a fallu concevoir des tubes spéciaux capables de « monter » aux U. H. F., mais il a fallu également s'intéresser aux circuits associés.

Cavité résonnante

Une inductance (bobine) possède un coefficient de self-induction L , qui conditionne la résistance apparente, l'impédance qu'elle offre au passage du courant alternatif auquel elle est soumise. Mais elle possède aussi une résistance « ohmique » pure qu'elle oppose au passage du courant continu, ainsi qu'une capacité parasite associée, celle qui existe, naturellement, entre ses spires.

Plus la fréquence du courant alternatif parcourant une bobine s'élève, plus le courant a tendance à circuler uniquement vers la périphérie du conducteur qui constitue la bobine, c'est ce qu'on appelle *l'effet de peau* (skin effect). Comme la région périphérique du conducteur est alors seule conductrice de l'électricité, aux hyperfréquences, tout se passe comme si le conducteur était creux. De ce fait, sa résistance ohmique augmente, puisque sa section utile se trouve réduite. Nous savons que la résistance d'un conducteur est, en effet, inverse de sa section : plus la section d'un fil est large, plus ce fil facilite le passage du courant électrique, plus sa résistance est faible.

La capacité parasite d'une bobine présente, par contre, une impédance qui décroît avec la fréquence du courant ($Z = 1/(2 \pi f C)$), mais rappelons-nous qu'à une fréquence de 10^{10} Hz, qui correspond à une longueur d'onde

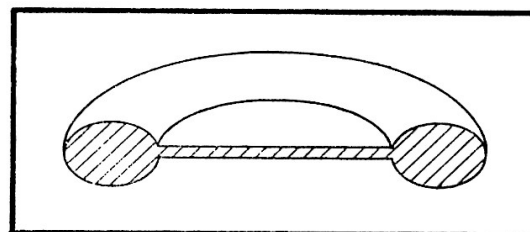
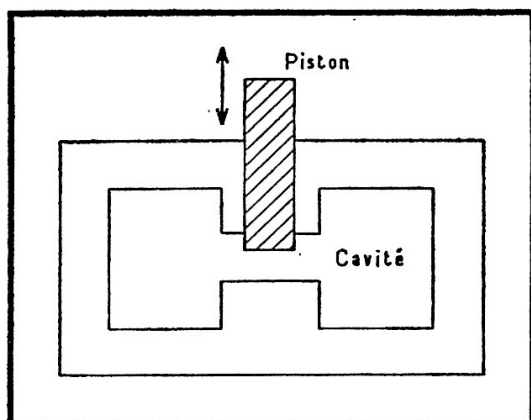


Fig. 19-2. — La cavité peut être de forme torique

Fig. 19-3. — En enfonçant plus ou moins le piston dans la cavité résonnante, on fait varier la fréquence de résonance de celle-ci.

de 3 cm, un condensateur de 1 pF présente une impédance de $15,9 \Omega$; une valeur aussi faible signifie court-circuit...

Une simple boucle (fig. 19-1) devient, en U. H. F., une petite inductance, capable d'osciller sur une fréquence U. H. F. déterminée, en raison de la faible capacité parasite qui lui est associée. Faisons tourner cette boucle autour de son axe, elle décrit un cylindre, une cavité cylindrique, qui résonne sur la fréquence de résonance de la boucle... Un cylindre est donc capable de résonner sur une fréquence qui lui est propre, c'est une *cavité résonnante*, tout comme le tore (fig. 19-2) engendré par la rotation d'une boucle de forme circulaire.

Remarquons que le courant U. H. F., en raison de l'effet de peau, que nous venons d'expliquer, passe uniquement à la périphérie du conducteur « creux » qu'est la cavité résonnante.

Il est possible de faire varier la fréquence de résonance d'une cavité en intervenant sur ses dimensions intérieures, par exemple en enfonçant plus ou moins un piston dans cette cavité (fig. 19-3).

Le magnétron

Le magnétron, tube pour hyperfréquences, est un système électronique entretenant l'oscillation au sein d'une cavité résonnante.

Le magnétron à anode pleine (fig. 19-4) comprend une cathode cylindrique entourée par une anode concentrique. La cathode émet des électrons, c'est son rôle ; l'anode les attire. Soumettons l'ensemble à un champ magnétique H qui est toujours orienté dans le même sens, mais dont l'intensité est variable : les électrons sont soumis à l'influence de l'anode qui les attire, mais aussi à l'influence du champ magnétique qui fait dévier leur trajectoire. Nous avons vu, au cours du chapitre précédent, qu'un champ magnétique, créé par le passage du courant électrique continu dans un solénoïde, fait dévier un électron lorsque celui-ci passe dans le champ, au cours de sa trajectoire. Ce phénomène est appliqué pour la déviation du spot lumineux, dans les tubes à rayons cathodiques (cathoscopes).

Revenons à notre magnétron.

En l'absence de champ magnétique H , dans le magnétron, les électrons sont seulement soumis à l'attraction de l'anode. Leur trajectoire, pour se rendre à l'anode, est alors rectiligne, radiale, suivant un rayon du système cylindrique cathode-anode (fig. 19-5).

Appliquons maintenant le champ magnétique H . L'action de ce champ se combine avec celle de l'anode, qui attire les électrons. Les électrons

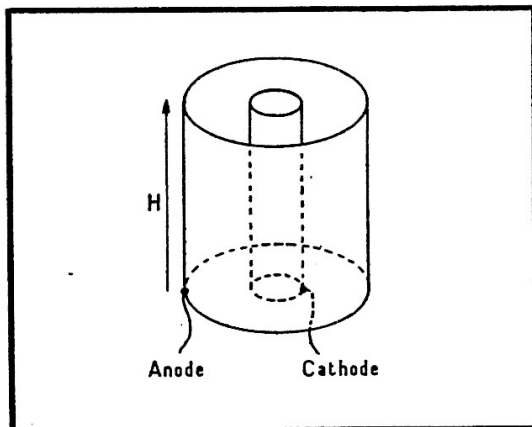
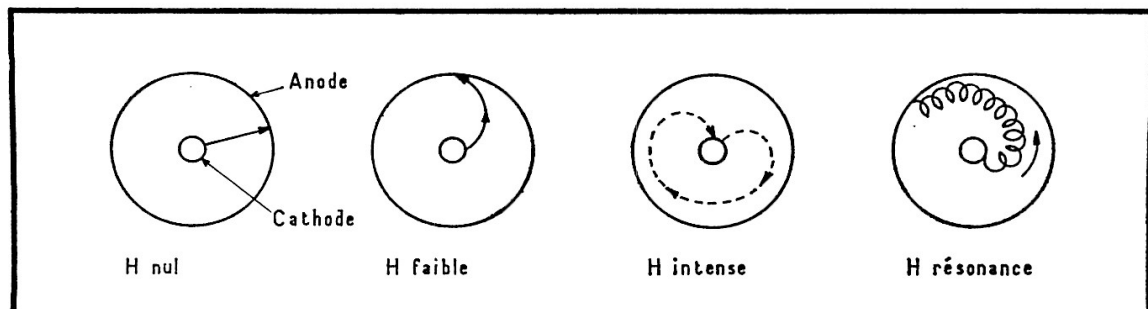


Fig. 19-4. — Le plus ancien des magnétrons : le magnétron à anode pleine.

Fig. 19-5. — La trajectoire décrite par les électrons est modifiée suivant l'intensité du champ magnétique H .



ne vont donc plus décrire une trajectoire rectiligne, droite, pour gagner l'anode, mais une trajectoire d'allure différente, suivant l'intensité du champ magnétique H . Ils atteindront l'anode après avoir décrit une trajectoire courbe si le champ H est faible (fig. 19-5). Si le champ H est puissant, ils passent près de l'anode, sans être captés par elle, car leur vitesse est alors trop grande ; ils retournent à la cathode. Pour une valeur particulière du champ magnétique H , ils décrivent une courbe sinueuse, épicycloïdique, avant d'être fixés par l'anode : dans ces condi-

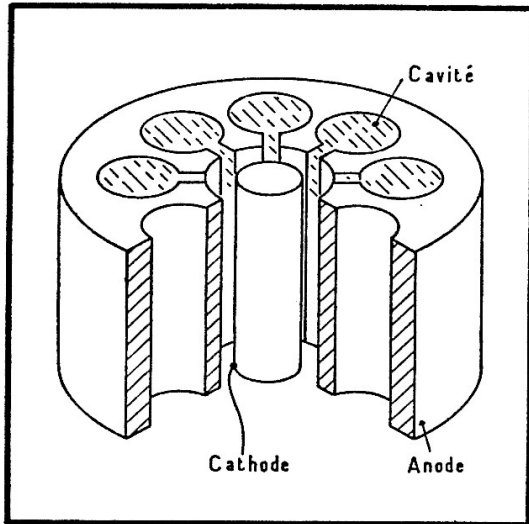


Fig. 19-6. — Des cavités résonnantes sont ménagées dans l'anode ; voici une vue éclatée du magnétron à cavités résonnantes.

tions le magnétron se met en résonance. Les oscillations entretenues sont malheureusement faibles.

Après de nombreuses années de recherches, les techniciens sont parvenus au magnétron à cavités résonnantes.

Magnétron à cavités résonnantes

Le magnétron à cavités résonnantes comprend essentiellement une cathode cylindrique placée au centre d'une anode concentrique pourvue d'un certain nombre de cavités résonnantes (fig. 19-6).

Au terme de leur trajectoire, les électrons arrivent sur l'anode avec une très grande vitesse. L'anode est ainsi soumise à un véritable bombardement d'électrons, elle s'échauffe. La chaleur dégagée est importante, elle est telle que la cathode elle-même se trouve chauffée au point qu'elle peut émettre des électrons (l'effet thermoélectronique) sans qu'il soit besoin de la chauffer électriquement à l'aide du filament. On arrête le chauffage de la cathode, par le filament, aussitôt que le magnétron est, comme on dit, amorcé.

Dans les différents systèmes que nous venons de voir, nous sommes toujours tributaires du temps de transit exigé par les électrons pour franchir l'espace cathode-anode, les possibilités des magnétrons sont donc, encore, limitées en fréquence. Ce délicat problème d'accélération de la vitesse de déplacement des électrons a, enfin, été résolu dans le klystron.

Le klystron

Dans un tube électronique classique, le faisceau électronique (faisceau d'électrons) est gouverné en intensité par la tension de polarisation de la grille de commande : c'est, en effet, la tension grille qui commande l'intensité du courant anodique, en d'autres termes la quantité d'électrons, issus de la cathode, qui se rendent à l'anode. On peut dire que la tension grille module le faisceau électronique.

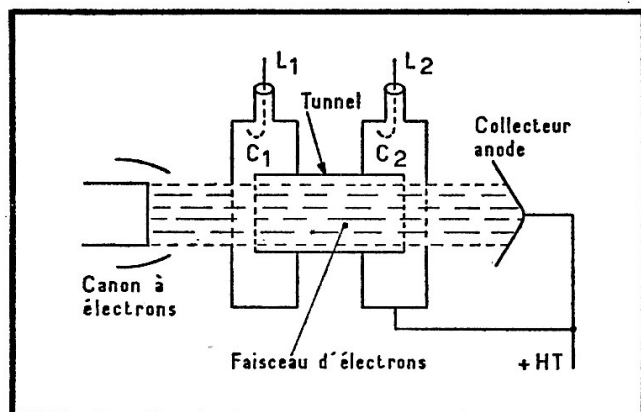


Fig. 19-7. — Dans un klystron, on module la vitesse de passage des électrons dans le tunnel.

La figure 8 représente le schéma d'un klystron amplificateur. Ce tube spécial pour hyperfréquences comporte *deux cavités résonnantes* C_1 et C_2 qui sont couplées entre elles, par l'intermédiaire d'un *tunnel*. Les cavités C_1 et C_2 sont pourvues d'ouvertures, qui autorisent le passage des électrons, venant de la cathode, lesquels doivent passer par le tunnel pour atteindre l'anode, électrode appelée *collecteur*. La cathode est un *canon à électrons*, comme dans un cathoscope (tube à rayons cathodiques), (chapitre 18).

Le système cavités-tunnel est polarisé positivement, par rapport à la cathode ; voilà qui a pour effet d'accélérer la vitesse des électrons issus de la cathode, lancés en direction de l'anode par le tunnel.

En L_1 , en un point de la première cavité résonnante C_1 , est injecté le signal à amplifier ; c'est un câble coaxial dont l'âme centrale est reliée à la paroi de la cavité qui amène le signal U. H. F. à amplifier.

Le signal, injecté en L_1 , modifie le champ magnétique à l'intérieur de la cavité C_1 , lui imposant sa loi de variation, influant par là sur la vitesse de passage des électrons : il y a bien modulation de la vitesse de transit des électrons.

Le faisceau d'électrons, modulé en vitesse, crée un champ magnétique variable dans la cavité C_2 en passant au niveau de cette cavité par le tunnel. Il apparaît ainsi un champ magnétique variable dans la cavité C_2 , au rythme des variations du champ dans la cavité C_1 . Mais le champ en C_2 est plus important qu'en C_1 , il y a amplification du signal entrée en L_1 . C'est en L_2 qu'une ligne coaxiale prélève le signal sortie et l'emmène vers l'utilisation.

Le klystron est, par excellence, le tube électronique amplificateur pour hyperfréquences.

IONISATION GAZEUSE ET TUBES A GAZ

Tous les tubes électroniques que nous avons étudiés jusqu'alors, de quelque type qu'ils soient, ont un point commun : ils sont tous constitués par des ampoules de verre, dans lesquelles règne un vide assez poussé.

Si on emprisonne un gaz dans l'ampoule, il est certain que le fonctionnement du tube électronique sera modifié.

Nous allons étudier les phénomènes d'ionisation gazeuse, ce qui nous conduira aux tubes à gaz.

L'ionisation gazeuse

Nous savons qu'un atome, à l'état normal, est électriquement neutre. Possédant autant de protons (en son noyau) que d'électrons qui gravitent autour, les charges élémentaires d'électricité positive des protons équilibrent les charges élémentaires d'électricité négative des électrons.

Lorsque l'atome d'un gaz, électriquement neutre, perd un électron, il devient positif, en raison du déséquilibre intervenu (enlèvement d'une charge négative). L'atome, qui perd un électron, devient un *ion positif*.

Pour arracher un électron à un atome, il faut vaincre les forces d'attraction de l'électron (négatif) de la part du noyau (positif), il faut donc fournir de l'énergie.

Supposons qu'un corpuscule, animé d'une grande vitesse, vienne percuter une surface métallique. A l'échelle corpusculaire, ce petit corps, mobile, possède cependant une certaine énergie cinétique, due à sa vitesse. Si le choc avec un atome de métal est suffisamment fort pour arracher un électron à cet atome, *l'ionisation par choc* est déclenchée (fig. 20-1).

L'atome percuté, ayant perdu un électron, devient ion positif. Il arrive souvent que le choc soit suffisamment violent, toujours à l'échelle corpusculaire, pour que plusieurs électrons soient arrachés, d'un seul coup, au même atome, par le choc. Les électrons extraits de l'atome, qui vient de s'ioniser, vont, à leur tour, arracher des électrons aux atomes voisins, s'ils quittent leur atome d'origine avec une vitesse leur conférant une

énergie cinétique suffisante pour ioniser les atomes voisins. L'ionisation par choc se développe alors en chaîne.

Si l'on peut ioniser un gaz, en soumettant ses atomes à un bombardement par électrons, on peut aussi arracher des électrons aux atomes d'une plaque métallique en concentrant un faisceau ionisant (rayons lumineux, par exemple) sur la surface du métal. Il faut préciser que, dans la théorie moderne de la lumière, un faisceau lumineux est constitué par un déplacement massif de *photons*, corpuscules qui se déplacent à la vitesse de la lumière (300 000 kilomètres par seconde).

Le bombardement par photons est donc capable de déclencher l'ionisation des atomes à la surface d'un corps métallique, tout comme il peut aussi provoquer l'ionisation de certains gaz.

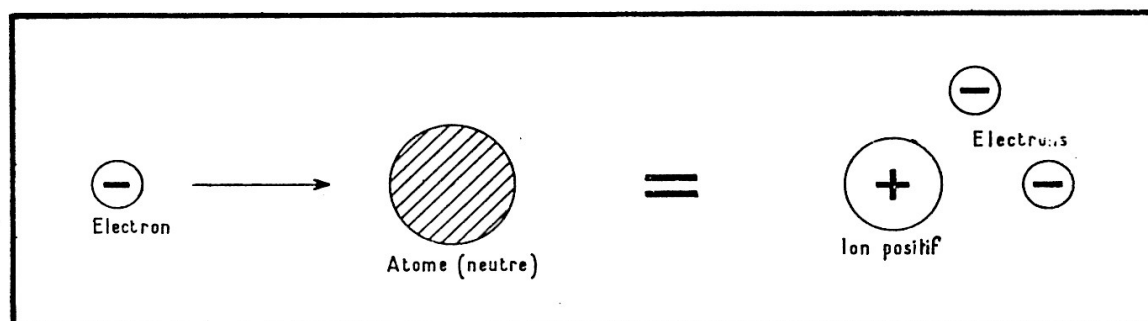


Fig. 20-1. — Un électron percute un atome : si son énergie cinétique est suffisante, il arrache un électron à l'atome.

Nous avons dit qu'un atome peut fort bien perdre plusieurs électrons. Voilà qui correspond à différents degrés d'ionisation, lesquels ont nécessité, chacun, le déploiement d'une même quantité d'énergie élémentaire, le *quantum* d'énergie. Inversement, lorsqu'un ion positif adopte un électron, pour revenir à l'état d'équilibre électrique de l'atome normal, la même quantité d'énergie est restituée, mais le phénomène s'accompagne d'émission lumineuse.

Décharge dans les gaz

Les électrons, dans un tube électronique classique, ne rencontrent que de très rares molécules d'air, qui restent encore dans le tube, après qu'on y ait fait le vide. Mais, si, dans le tube électronique, nous emprisonnons un gaz, tel que le néon, il est bien évident que les électrons vont ioniser les atomes du gaz qu'ils vont rencontrer, au cours de leur transit, dans le tube « à gaz ».

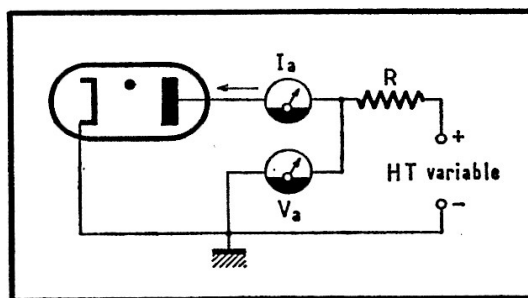
Des atomes de gaz vont donc s'ioniser en libérant d'autres électrons. Le fonctionnement du tube à gaz n'aura rien de commun avec celui du tube à vide, puisque l'anode fixera un nombre différent d'électrons : ceux provenant de la cathode et ceux provenant de l'ionisation des atomes du gaz. L'intensité du courant anodique dans un tube sera différente de celle du courant anodique du même tube, vide de gaz.

Dans certains tubes à gaz, il n'est même pas nécessaire de chauffer la

cathode, pour lui faire émettre des électrons par effet thermoélectronique. Les atomes des gaz sont dans une perpétuelle agitation ; le seul fait de connecter les électrodes des tubes à gaz à *cathode froide* (non chauffée) aux bornes d'une source d'alimentation, suffit à intensifier l'effervescence des atomes du gaz emprisonné pour provoquer l'ionisation de ce gaz. Des électrons sont arrachés aux atomes du gaz, ils viennent arracher d'autres électrons au métal des électrodes, à la cathode et à l'anode. La cathode, froide, se voit arracher des électrons sans qu'il soit nécessaire de la chauffer. L'anode continue, bien sûr, à capter des électrons, mais l'intensité du courant anodique qui s'établit dans un tube à gaz n'est pas comparable avec celle du courant anodique d'un tube classique.

La figure 20-2 représente le schéma d'un montage comportant un tube électronique diode contenant un gaz sous très faible pression, sous une pression de très loin inférieure à la pression atmosphérique. La cathode

Fig. 20-2. — Le point dans le symbole du tube indique que le tube électronique est du type « tube à gaz ».



froide du tube à gaz est reliée au pôle moins d'une source d'alimentation continue, à tension variable. Le pôle + H. T. de la source d'alimentation alimente l'anode de la diode à gaz, à travers la résistance R.

Le fait de mettre sous tension le tube diode à gaz déclenche l'émission d'électrons à partir des atomes du gaz. Ces corpuscules, à leur tour, en libèrent d'autres ; la cathode, soumise au bombardement d'électrons, émet elle-même des électrons. L'anode, positive, attire des électrons libres, dans le tube. Elle les fixe, en fournissant, en contrepartie, autant de lacunes qu'elle en accepte ; un courant anodique s'établit, c'est la décharge électrique dans le tube.

Nous remarquerons que la tension anodique V_a est égale à la tension aux bornes de la source d'alimentation, moins la chute de tension au long de la résistance R, résistance parcourue par le courant anodique d'intensité I_a .

Faisons varier la tension aux bornes de la source d'alimentation et relevons la courbe $I_a = f(V_a)$, c'est-à-dire la courbe représentative des variations de l'intensité du courant anodique I_a en fonction des variations de la tension anodique V_a , entre l'anode et la cathode. Examinons cette courbe (fig. 20-3).

Du point A au point B, l'intensité du courant anodique I_a , faible, croît proportionnellement avec la tension anodique V_a . Mais, entre le point B et le point C, l'intensité I_a ne croît plus avec la tension V_a ; c'est donc que, le long du palier BC, l'intensité I_a plafonne. Le palier BC traduit l'existence d'un courant anodique de *saturation*.

D'un bout à l'autre du tronçon ABC, dès que nous coupons l'alimen-

tation (+ H. T.) de la diode à gaz, le courant anodique s'annule, le tronçon ABC correspond à la *décharge obscure non autonome*.

Franchissons le point C, en faisant croître au delà la tension d'alimentation. L'intensité du courant anodique augmente à nouveau, c'est donc que de nouvelles charges d'électricité sont libérées à l'intérieur du tube. L'anode fixe davantage d'électrons (négatifs), en fournissant toujours, bien entendu, autant de lacunes (positives).

Lorsque la tension anodique atteint la valeur positive V_{am} , d'un seul coup le tube s'illumine, c'est l'amorçage, c'est la *décharge lumineuse*. Mais si nous coupons l'alimentation de notre diode à gaz, en ouvrant l'interrupteur S, le phénomène cesse. Si nous remettons sous la même tension V_{am} , la luminescence ne se déclenche pas, il est nécessaire de parcourir à nouveau le même chemin que précédemment, c'est-à-dire faire monter progressivement, depuis le début, la tension d'alimentation.

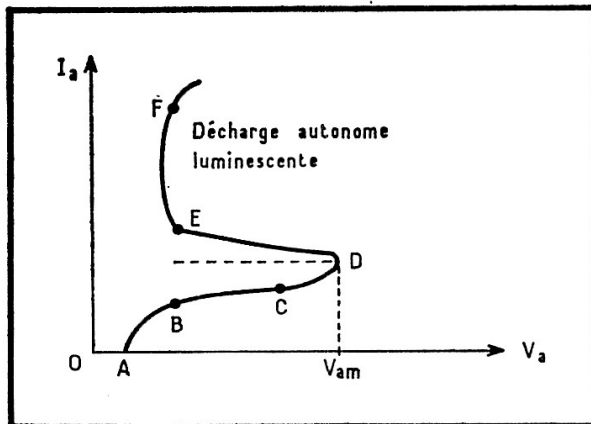


Fig. 20-3. — Lorsque la tension anodique V_a atteint la valeur V_{am} (tension d'amorçage), le tube s'illumine : c'est la *décharge lumineuse*.

Provoquons la décharge lumineuse, puis continuons à faire augmenter la tension d'alimentation. Nous remarquerons que la luminescence persiste, au delà du point D, sur la courbe $I_a = f(V_a)$, mais que l'intensité du courant anodique augmente, alors que la tension anodique V_a , entre l'anode et la cathode, diminue. Il ne faut pas s'étonner d'un tel phénomène : rappelons-nous que la tension anodique V_a est égale à la tension délivrée par la source d'alimentation, moins la chute de tension $R \cdot I_a$ due au passage dans la résistance R du courant anodique d'intensité I_a .

L'intensité du courant anodique I_a croît, alors que la tension anodique V_a diminue, jusqu'au point E sur la courbe $I_a = f(V_a)$, comme nous le montre la figure 20-3. Mais, au delà du point E, voici l'intensité du courant anodique qui croît beaucoup entre les points E et F, alors que la tension anodique V_a ne varie plus. Ce palier vertical EF nous indique que le tube « débite » un courant anodique d'intensité variable sous une tension anodique constante.

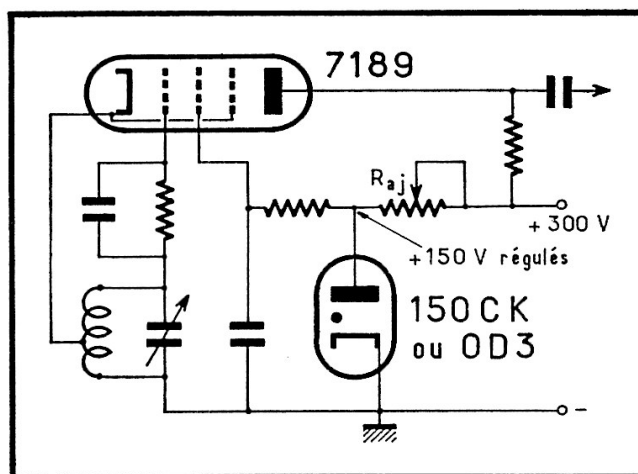
Le segment EF, de la courbe $I_a = f(V_a)$, correspond à une variation de la tension de la source d'alimentation au delà de la valeur qui correspond au point E.

Une fois le point E franchi, sur la courbe, c'est-à-dire si la tension d'alimentation est supérieure à la valeur qui correspond au point E, l'illumination du tube cesse aussitôt que nous coupons l'alimentation. Mais l'illumination reprend dès la remise sous la même tension. Le palier (vertical) EF correspond à la *décharge autonome lumineuse*.

Stabilisation de tension d'alimentation par tube à néon

Cette propriété de débiter un courant anodique d'intensité variable, sous une tension constante, est exploitée avec les *tubes régulateurs à néon*, utilisés pour stabiliser la tension délivrée par une source d'alimentation, lorsque le débit (intensité) qui est demandé à la source d'alimentation est variable. En d'autres termes, il est facile, avec des tubes régulateurs de tension (à cathode froide), d'alimenter des montages sous tension constante, alors que l'intensité du courant consommé par les montages peut varier, entre des limites bien entendu à définir. Ces limites guideront l'utilisateur dans le choix du type de tube régulateur, parmi les modèles figurant au catalogue du fabricant.

Fig. 20-4. — Utilisation d'un tube à néon pour la régulation de la tension d'alimentation d'un oscillateur E.C.O.



A la figure 20-4 nous reproduisons le schéma d'un oscillateur du type E.C.O. dont la tension d'alimentation de l'écran est stabilisée par un tube régulateur à néon (à cathode froide). Nous avons dit, au cours du chapitre 17, que l'oscillateur E.C.O. est réputé pour sa stabilité en fréquence. La grille-écran du tube 7189 (fig. 20-4) joue le rôle de l'anode de l'oscillateur, l'anode du tube servant au couplage électronique. En stabilisant la tension appliquée à la grille-écran du tube, on obtient un oscillateur à fréquence variable dont la stabilité est extraordinaire, comparable à celle d'un oscillateur piloté par cristal de quartz, mais dont il est possible de faire varier, à volonté, la fréquence accordée d'oscillation par condensateur variable (circuit oscillant L.-CV).

La résistance ajustable R_{aj} est le siège d'une chute de tension due au passage du courant qui la traverse, se rendant à la grille-écran. Il suffit de régler la valeur de la résistance ajustable R_{aj} du montage pour obtenir l'amorçage, avec illumination du tube 150 C1 K. Dès cet instant, la tension anodique du tube régulateur restera de 150 V (caractéristique du tube). La grille-écran du tube oscillateur 7189 sera ainsi alimentée à partir d'une tension stabilisée à 150 V. La tension de la grille-écran sera donc régulée, ce qui fait que l'oscillateur sera d'une absolue stabilité en fréquence.

Tension disruptive

Revenons-en à notre expérimentation sur la diode à gaz. Nous avons vu que la décharge autonome luminescente se déclenche pour une valeur particulière, minimum, de la tension délivrée par la source d'alimentation, ce qui correspond à une valeur particulière de la tension anodique V_a , entre l'anode et la cathode. Cette tension anodique limite, au delà de laquelle persiste la décharge autonome luminescente, est appelée *tension disruptive* (V_{ex}).

La tension disruptive est fonction uniquement (*loi de Paschen*) du produit de la pression du gaz par la distance séparant les électrodes (anode et cathode).

Voilà qui explique pourquoi une bougie d'allumage de moteur à explosion fonctionne très bien à l'air libre (étincelle), mais se révèle hors d'usage une fois en place sur le cylindre (plus d'allumage).

La distance qui sépare les électrodes d'une bougie peut fort bien autoriser l'étincelle dans le milieu air ambiant, car la tension disruptive de l'air s'y prête. Mais la bougie, posée sur le cylindre, est en présence d'un mélange carburant-air, dont la tension disruptive est beaucoup plus élevée que celle de l'air ambiant, en raison de la pression élevée (compression) du mélange carburant-air dans le cylindre.

La distance entre les électrodes de la bougie peut fort bien convenir pour provoquer l'étincelle dans l'air, mais elle est trop grande vis-à-vis du mélange carburant-air, dans le cylindre du moteur à explosion.

Tube compteur de Geiger

Le tube compteur de Geiger est destiné à la mesure des rayonnements ionisants (radiations électromagnétiques, rayons X, γ), à détecter et compter les rayons corpusculaires (α , β , etc.), à détecter les corps radioactifs.

Le tube de Geiger est constitué par un tube de verre (fig. 20-5), dans lequel est emprisonné un gaz rare (hélium, argon), additionné d'un halogène (brome). Les deux électrodes anode et cathode sont disposées concentriquement dans le tube. L'anode centrale est chargée par une résistance de forte valeur (1 M Ω), à partir du pôle « plus » d'une source d'alimentation continue, dont la tension entre les bornes est très souvent supérieure à 1000 V. Toutefois, la tension appliquée à l'anode est légèrement inférieure à la tension disruptive du gaz emprisonné dans le tube. Le point de fonctionnement du tube de Geiger est situé sur le tronçon de la courbe $I_a = f(V_a)$ qui correspond à la décharge semi-autonome.

Lorsque certaines particules ionisantes traversent le tube de Geiger, elles provoquent une brève ionisation du gaz, qui se traduit par une impulsion de courant anodique. Il suffit d'amplifier les impulsions de courant anodique et de les totaliser, pour connaître l'intensité du rayonnement ionisant à contrôler.

Tubes luminescents et fluorescents

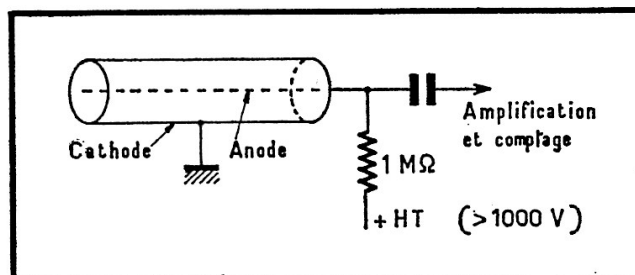
Nous dirons quelques mots de ces tubes qui sont des applications du phénomène de décharge dans les gaz, utilisant l'émission lumineuse consécutive à la décharge autonome luminescente.

A chaque gaz correspond un *spectre d'émission*, c'est-à-dire une plage de radiations étalées dans le spectre chromatique (obtenu à la décomposition de la lumière par un prisme), en termes simples : une certaine couleur de lumière. Cependant, une fraction réduite de l'énergie est seule émise dans le spectre visible (par l'œil), la plus grande partie étant émise dans l'ultra-violet (radiations qui font brunir la peau... mais que l'œil ne perçoit pas).

L'émission visible est utilisée directement dans les *lampes à vapeur de mercure* (couleur bleue), les *lampes à vapeur de sodium* (couleur jaune) pour l'éclairage de grands espaces (terrains d'aviation, stades, autoroutes...)

Les *lampes germicides* à vapeur de mercure produisent beaucoup de radiations dans l'ultra-violet, comme les lampes à *lumière de Wood*, utilisées pour des effets spéciaux (lumière « noire »).

Fig. 20-5. — Le tube de Geiger - Muller s'emploie pour la détection de certaines radiations.



Il est possible, à l'aide des radiations ultra-violettes, d'exciter des revêtements spéciaux déposés sur les parois intérieures des *tubes fluorescents*, dont l'emploi s'est généralisé à profusion, en raison du rendement lumineux intéressant de ces tubes. Du choix judicieux des produits entrant dans la composition du revêtement interne, dépend la qualité de la composition spectrale du flux lumineux émis (tubes lumière du jour...) Certains tubes sont fabriqués avec des verres habilement réalisés qui possèdent des propriétés fluorescentes savamment utilisées par la publicité, ce sont les enseignes lumineuses qui font l'admiration du public...

Tubes pour flashes électroniques

La photographie a vu décupler ses possibilités avec l'invention du flash électronique, qui permet les instantanés ultra-rapides.

Les « lampes à éclairs » contiennent généralement du gaz *xénon*, lequel fournit une lumière blanche fortement *actinique*, c'est-à-dire propre à sensibiliser énergiquement et sans trop d'aberrations chromatiques les surfaces sensibles (films) pour prises de vues.

La décharge d'un condensateur, chargé sous haute tension, dans un tube flash, provoque un éclair très bref. Or, l'énergie libérée en une milliseconde donne un courant dont l'intensité peut dépasser plusieurs dizaines de milliers d'ampères..., c'est dire combien le flash est violent.

Le phanotron

C'est une diode à gaz, à *cathode chaude*.

Prenons une diode à vide classique et soumettons-la à une tension alternative appliquée entre son anode et sa cathode.

Comme la diode ne laisse passer le courant électrique que dans le sens anode-cathode (à l'intérieur de la diode), notre diode ne laissera passer le courant, ne sera conductrice, que lorsque son anode sera positive par rapport à sa cathode, donc uniquement lorsque son anode recevra les alternances positives de la tension alternative qui lui est appliquée.

Le courant électrique, à l'extérieur de la diode, va de la cathode à l'anode (fig. 20-6).

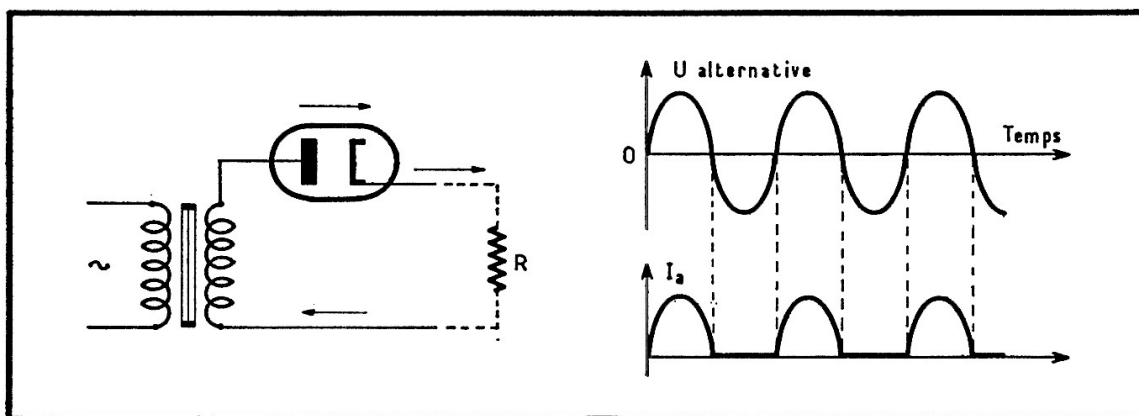


Fig. 20-6. — La diode ne conduit que pendant les alternances positives de la tension alternative appliquée entre son anode et sa cathode.

Notons qu'il est avantageux, lorsqu'on doit *redresser* un courant alternatif, c'est-à-dire transformer un courant alternatif en courant continu, de redresser les deux alternances (positive et négative), par le truchement de deux diodes, ou d'une double-diode contenant, dans le même tube, deux diodes (tube composite).

Chaque diode (fig. 20-7) redresse alors la moitié des alternances (alternatives). On produit alors un courant électrique qui passe toujours dans le même sens, mais dont la tension est pulsée (bosses). A l'aide d'une *cellule de filtrage*, cellule en π , constituée par une inductance associée à deux condensateurs, on régule l'ondulation du courant électrique redressé, pour obtenir finalement un courant électrique très sensiblement équivalent à un courant continu.

Le phanotron, avons-nous dit, est une diode à gaz, dont la cathode est du type cathode à chauffage indirect (fig. 20-8).

Sans gaz à l'intérieur, le phanotron se comporterait exactement comme

une banale diode à vide. Mais la présence du gaz, dans le phanotron, fait que ce curieux tube ne devient conducteur que lorsque la tension alternative, qu'on lui donne à redresser, atteint et dépasse la tension d'amorçage V_{am} . A ce moment-là, il s'illumine.

Si U est la tension alternative appliquée au phanotron à un instant donné et V_{am} sa tension d'amorçage, il faut donc que U soit supérieure à V_{am} pour que le phanotron s'amorce.

Lorsque le phanotron conduit (lorsque la tension U est supérieure à V_{am}), un courant anodique passe dans le tube, ce qui a pour conséquence de créer une chute de tension dans la résistance de charge de sa cathode, résistance qui figure la résistance des appareils consommateurs alimentés en courant redressé.

Une chute de tension dans la résistance de charge fait que la tension anodique du phanotron est inférieure à la tension de la source alternative qui alimente le tube. ($V_a < V_{am} < U$)

Le graphique de la figure 20-9 montre, en superposition, la variation de la tension alternative appliquée au phanotron, la variation de la tension anodique du tube, avec le petit décrochement (chute de tension) qui se produit au moment de l'amorçage. La zone hachurée correspond au temps pendant lequel le phanotron conduit.

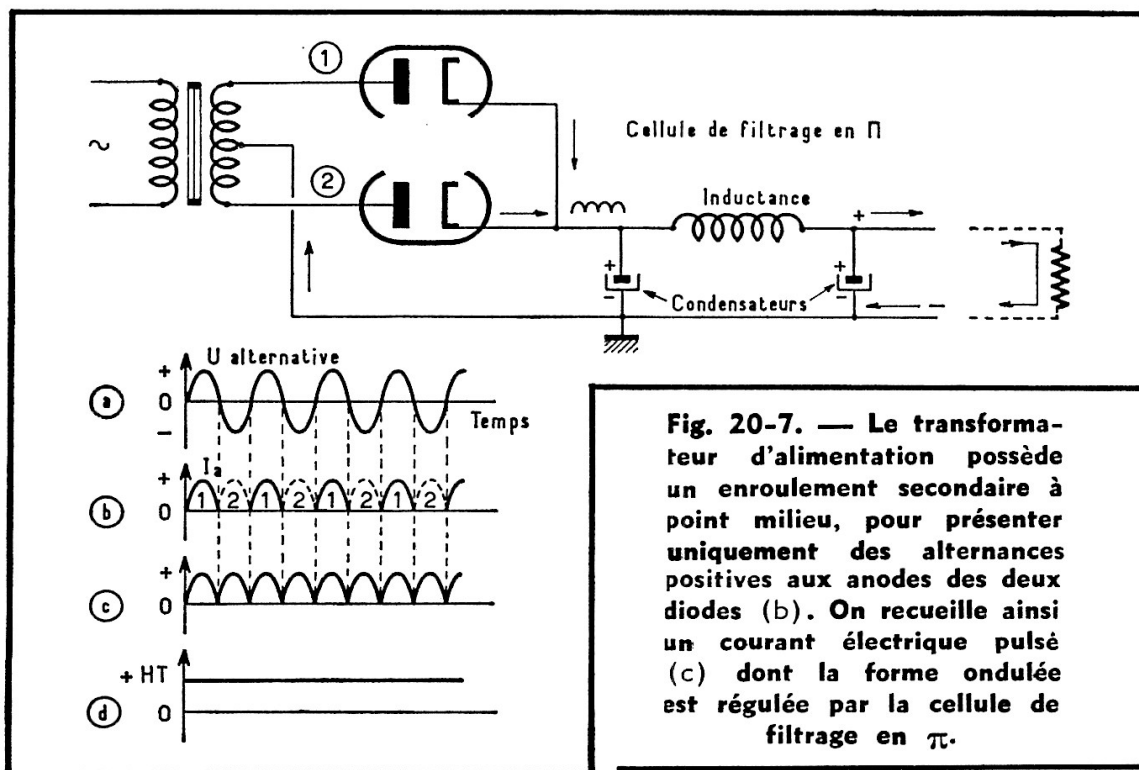
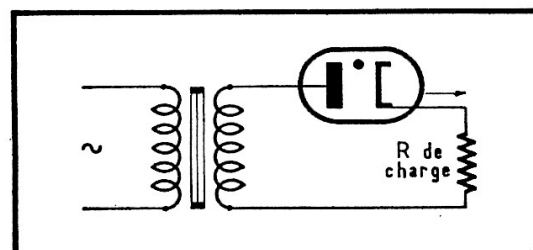


Fig. 20-8. — La résistance de charge, dans le circuit de cathode du phanotron, figure les appareils consommateurs du courant redressé par le phanotron.



La tension alternative appliquée au phanotron, après avoir atteint sa valeur maximale, décroît, vers le zéro, pour changer ensuite de signe, passant de la valeur positive à la valeur négative. Lorsque la tension alternative appliquée au phanotron diminue ainsi pour atteindre (et franchir) la tension d'amorçage V_{am} , le phanotron se désamorce, il ne conduit plus, son illumination cesse. Le phénomène se reproduit cycliquement, à la fréquence de la tension alternative appliquée.

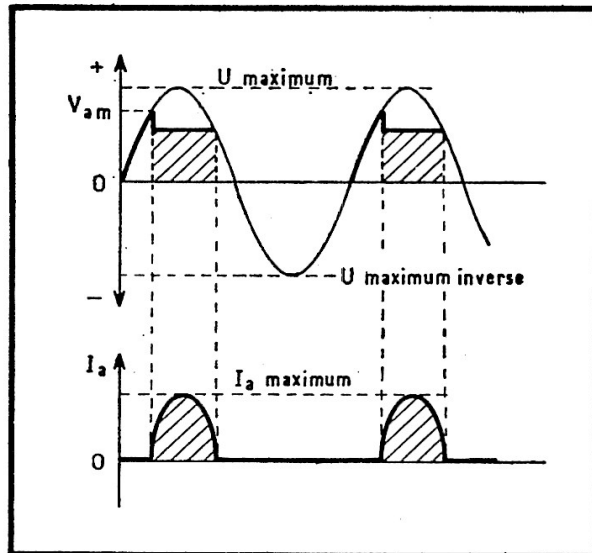


Fig. 20-9. — Le phanotron n'est conducteur que lorsque la valeur de la tension alternative qui l'alimente est supérieure à V_{am} , valeur de la tension d'amorçage.

Il est intéressant d'utiliser les phanotrons pour le redressement, en effectuant le redressement des deux alternances, à la façon des doubles diodes, comme nous l'avons montré tout à l'heure. Nous ajouterons que le rendement des phanotrons est supérieur à celui des diodes à vide.

De nombreuses stations fixes de transformation d'énergie électrique à courant alternatif en courant continu sont équipées de phanotrons. Elles alimentent entre autres des réseaux de traction électrique. En installations mobiles, on leur préfère les diodes semiconductrices au silicium...

Le thyatron

Le thyatron est une triode à gaz qui comporte une cathode chaude, une grille de commande et une anode.

Le courant anodique d'un thyatron, qui est très intense, ne s'établit, brutalement, que lorsque le potentiel de la grille de commande atteint et dépasse une certaine valeur critique, pour une tension anodique donnée.

La grille, polarisée négativement, repousse, vers la cathode, les électrons qui sont émis par la cathode, tout comme dans une triode classique dont la grille est polarisée au cut-off. Mais lorsque la grille est polarisée moins négativement, lorsqu'elle est portée à un potentiel, de valeur critique, qui correspond à une valeur bien déterminée de la tension anodique, des électrons franchissent la grille pour rejoindre l'anode qui les attire. Les électrons libérés ionisent le gaz à l'intérieur du thyatron, ce dernier s'amorce. Mais, lorsque l'amorçage est déclenché, l'action de

la grille devient nulle, quel que soit son potentiel de polarisation, la grille perd son pouvoir de commande.

L'action de la grille d'un thyatron est irréversible : elle peut empêcher l'amorçage du tube, mais ne peut bloquer le tube amorcé.

LE THYRATRON RELAIS

Lorsque le thyatron est alimenté en courant alternatif (tension alternative appliquée entre son anode et sa cathode), mais lorsque sa grille est polarisée à la tension négative (continue) de blocage, le thyatron reste bloqué, il se comporte comme un phanotron que l'on pourrait bloquer à volonté (fig. 20-10).

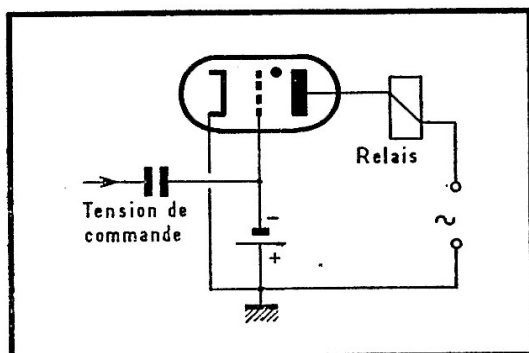


Fig. 20-10. — Le thyatron conduit lorsque la tension de commande (par la grille) provoque le déblocage. Le courant anodique passant dans la bobine d'un relais, ce dernier déclenche.

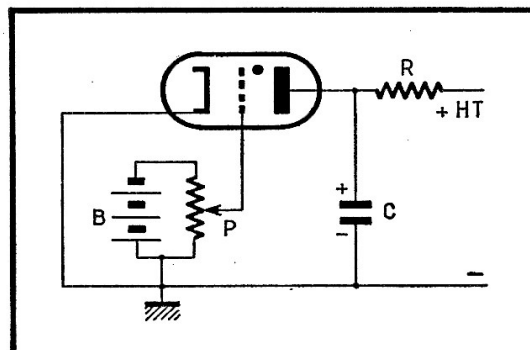


Fig. 20-11. — L'anode du thyatron est portée au potentiel de l'armature positive du condensateur C.

Lorsqu'une impulsion suffisamment positive est envoyée sur la grille, le thyatron se déblocue, instantanément, mais il ne conduit que pendant les alternances positives de la tension alternative appliquée entre son anode et sa cathode, comme un phanotron.

Cependant, lorsque cesse l'impulsion positive sur la grille de commande, la grille se repolarise à la tension de blocage, *le blocage s'effectue pendant la première alternance négative* de la tension (alternative) appliquée au thyatron, entre son anode et sa cathode, car le thyatron ne conduit pas, pendant les alternances négatives.

Le thyatron est donc un excellent relais de commande, de protection...

LE THYRATRON OSCILLATEUR

Reportons-nous au schéma de la figure 20-11.

Nous y trouvons un thyatron dont la grille peut être polarisée à une tension ajustable, négative par rapport à sa cathode (système batterie B, potentiomètre P).

La source d'alimentation + H.T. charge un condensateur C, à travers une résistance R. Le potentiel de l'armature du condensateur C reliée à la résistance R, devient de plus en plus positif, au fur et à mesure de la charge. L'anode du thyatron est portée au même potentiel que l'armature en question du condensateur C, puisqu'elle lui est reliée. La ten-

sion anodique du thyatron est donc, à tout moment, égale au potentiel de charge du condensateur C. Lorsque la tension anodique du thyatron, qui croît au fur et à mesure de la charge du condensateur C, atteint la valeur critique qui correspond à l'amorçage, pour la tension de polarisation de la grille de commande fixée, le thyatron s'amorce. Le condensateur C vide alors sa charge électrique par le thyatron. En effet, l'armature C, en liaison avec l'anode du thyatron, a emmagasiné une certaine quan-

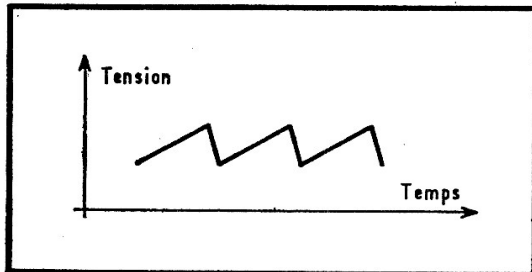


Fig. 20-12. — Un thyatron monté en oscillateur à relaxation (fig. 20-11) délivre un signal en dents de scie.

tité de charges élémentaires d'électricité positive, qui vont rejoindre, par l'intérieur du thyatron, l'autre armature du condensateur C. Cette dernière armature est connectée, en compagnie de la cathode du thyatron, au pôle moins de la source d'alimentation. Le condensateur C se décharge donc par l'intérieur du thyatron.

La décharge est très brève, intense ; c'est l'effondrement de la tension anodique du thyatron. La tension anodique tombe à une valeur si basse que le blocage se déclenche, le thyatron ne conduit plus. Le phénomène, cyclique, recommence.

Avec un tel système, il est très facile de produire des *oscillations de relaxation*, caractérisées par la variation en *dents de scie* de la tension anodique du thyatron (fig. 20-12).



Il existe encore d'autres types de tubes à gaz, destinés au redressement de courants continus, tubes de très grande puissance. Nous mentionnerons, pour mémoire, les *tubes à cathode de mercure*, c'est-à-dire des tubes dont la cathode est constituée par une coupelle de mercure, les *excitrons* et les *ignitrons*.

LES CELLULES PHOTO-ELECTRIQUES

Voilà un terme qui, à lui seul, évoque tout un programme, tant l'usage des cellules photo-électriques est aujourd'hui répandu.

Un dispositif qui ouvre une porte à l'apparition d'un visiteur, qui compte le nombre de boîtes de conserves sortant d'une chaîne de fabrication, qui commande la mise en service de l'éclairage artificiel lorsque tombe la nuit, voilà autant de réalisations qui étonnent tout le monde, mais que tout le monde trouve si banales, en disant : « Après tout ce n'est jamais qu'une cellule photo-électrique qui fait fonctionner le mécanisme ».

Nous allons jeter ensemble un « coup d'œil » sur les cellules photo-électriques !

Une *cellule photo-électrique* est un système qui, soumis à un rayonnement lumineux, libère des électrons et des lacunes. Selon la manière, précisément, dont sont libérées les charges d'électricité, nous classerons et étudierons quatre types de cellules photo-électriques : cellules photo-émissives, cellules photovoltaïques, photodiodes et cellules photoconductives.

Cellule photo-émissive à vide

Une cellule photo-émissive est constituée par un tube de verre, où règne un vide poussé, tube dans lequel sont disposées deux électrodes qui sont la *photocathode* et l'*anode* (fig. 21-1).

L'anode, cylindrique, en forme de bâtonnet, est placée dans l'axe du tube ; la photocathode l'entoure. La photocathode, comme son nom l'indique, a pour rôle d'émettre des électrons, lorsqu'elle est soumise à un rayonnement lumineux. Nous avons expliqué, au début du chapitre précédent, qu'un faisceau lumineux arrache des électrons à une cathode, en la bombardant de photons. La photocathode émet donc des électrons, en

quantité proportionnelle, c'est bien évident, à l'intensité du rayonnement lumineux auquel elle est soumise.

Nous insisterons sur la géométrie particulière des électrodes de la cellule photo-émissive. L'anode a la forme cylindrique d'un bâtonnet, parfois d'une grille, pour ne pas entraver la marche des rayons lumineux en direction de la photocathode. Cette dernière entoure l'anode, elle ressemble à un réflecteur. Sa forme a été étudiée pour que les électrons qu'elle émet soient dirigés vers l'anode.

Le nombre des électrons émis par la photocathode étant fonction de l'intensité du rayonnement lumineux incident, l'intensité du courant anodique qui s'établit dans la cellule photo-émissive est donc proportionnelle à l'intensité du faisceau lumineux incident.

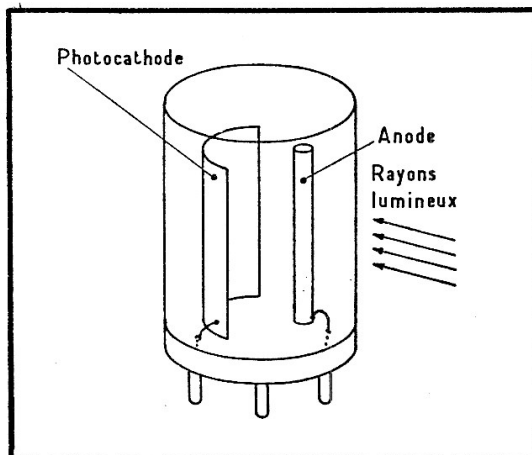


Fig 21-1. — Les rayons lumineux bombardent la photocathode ; ils lui arrachent des photoélectrons.

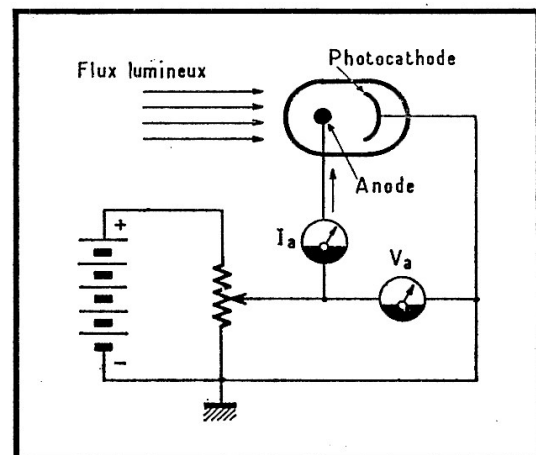


Fig. 21-2. — Le montage utilisé pour relever les caractéristiques d'une cellule photo-émissive est le même qui sert pour une diode classique.

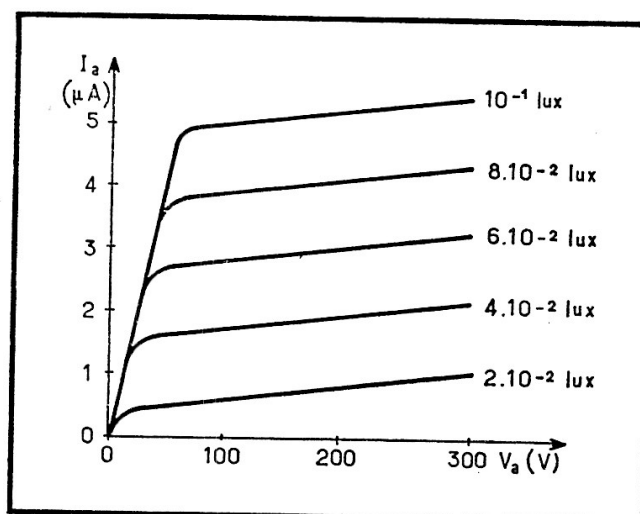
En opérant de la même façon que pour une diode classique (fig. 21-2), il est intéressant d'établir le réseau des caractéristiques d'une cellule photo-émissive, réseau des courbes représentatives des variations de l'intensité I_a de son courant anodique en fonction de la tension anodique V_a qui lui est appliquée, pour différents éclairagements auxquels elle est soumise.

La figure 21-3 représente un tel réseau de caractéristiques. En nous reportant à cette figure, nous remarquerons que l'intensité I_a du courant anodique croît très vite, au début, pour ne croître ensuite que très lentement avec la tension anodique V_a , pour un éclairage donné. Cela montre qu'il est nécessaire de porter l'anode de la cellule photo-émissive à un potentiel positif très élevé (par rapport à celui de la photocathode), pour capter, avec l'anode, tous les électrons émis par la photocathode. L'examen des paliers des caractéristiques nous révèle que de très grandes variations ΔV_a de la tension anodique n'engendrent que de bien faibles variations correspondantes ΔI_a de l'intensité du courant anodique. Le rapport $\Delta V_a / \Delta I_a$, qui définit la résistance interne de la cellule photo-émissive, est donc très grand ; cela signifie que *la résistance interne de la cellule photo-émissive est extraordinairement grande* (de l'ordre de 1000 M Ω).

Il faut noter la linéarité des caractéristiques relevées pour différents éclairagements. Il faut remarquer encore que les éclairagements puissants gouvernent les intensités de courant anodique les plus importantes, ce qui prouve bien que l'intensité du courant anodique est proportionnelle à l'intensité du faisceau lumineux incident.

Quant à la sensibilité des cellules photo-émissoires, nous dirons qu'elle varie suivant la nature du matériau constitutif de la photocathode, allant de $20 \mu\text{A}$ à $100 \mu\text{A}$ par lux (unité d'éclairément). Le courant anodique qui prend naissance dans les cellules est généralement trop faible pour que son intensité soit mesurable directement avec des appareils courants. Il convient donc de procéder à l'amplification préalable de ce courant anodique, pour effectuer sa mesure.

Fig. 21-3. — Variation du courant d'une cellule photo-émissoire en fonction de la tension anodique pour différentes valeurs de l'éclairément exprimées en lux.



Le fonctionnement des cellules photo-émissoires est entaché par des phénomènes parasites, tels que le *courant d'obscurité*. La cathode émet quelques électrons, dans l'obscurité, par effet thermoélectronique, même sous de faibles températures. Ces électrons sont captés par l'anode, d'où l'existence du courant d'obscurité. Il est possible de pallier cet inconvénient en refroidissant énergiquement la cellule photo-émissoire, par exemple à l'aide de neige carbonique.

Il est aussi commode de tarer le tube, d'effectuer tout simplement la correction de lecture, en tenant compte de la présence du courant d'obscurité toujours présent, même quand la cellule est excitée par un faisceau lumineux. Il suffit de déduire de la valeur de l'intensité du courant anodique la quantité qui correspond à l'intensité du courant d'obscurité.

LES TUBES PHOTOMULTIPLICATEURS D'ELECTRONS

Un rayonnement lumineux d'intensité donnée arrache un certain nombre n d'électrons à une première photocathode. Si ces n électrons, constituant un premier faisceau, viennent percuter une deuxième électrode, avec une vitesse suffisante pour arracher, à leur tour, n nouveaux électrons à cette deuxième électrode, nous sommes en présence d'un faisceau comptant n^2 électrons. Si ces n^2 électrons, à leur tour, viennent arracher n électrons à une troisième électrode, voilà qui porte à n^3 le

nombre des électrons libérés, en utilisant trois cathodes judicieusement disposées dans la même cellule photoémissive.

C'est en partant de ce principe de multiplication du nombre des électrons que l'on élabore les *tubes photomultiplicateurs*, sorte de cellules photoémissoives à plusieurs électrodes en chaîne (fig. 21-4).

Le faisceau lumineux incident arrache des électrons à la première photocathode de la chaîne, les électrons émis ricochent sur la deuxième photocathode, en lui arrachant d'autres électrons qu'ils entraînent avec eux, pour aller ricocher ensemble sur la troisième électrode à laquelle ils arrachent d'autres électrons et ainsi de suite jusqu'à l'anode. L'anode, dernière électrode de la chaîne, fixe les électrons qu'elle attire. L'anode capte un nombre d'électrons qui est infiniment plus important que celui des électrons arrachés à la photocathode d'entrée par le faisceau lumineux incident, mais la quantité d'électrons captés par l'anode est proportionnelle au nombre d'électrons arrachés à la photocathode.

Chacun sait que l'intensité du courant électrique passant dans un conducteur exprime le débit d'électrons en transfert par ce conducteur. L'intensité du courant anodique, dans un tube électronique, exprime donc le nombre d'électrons fixés par l'anode. L'intensité du courant anodique, dans un tube photomultiplicateur, est proportionnelle au nombre des électrons émis par la photocathode, elle est par conséquent proportionnelle à l'intensité du faisceau lumineux incident. Un tube photomultiplicateur est, en un sens, un amplificateur de courant, courant qui résulte de la transformation d'un rayonnement lumineux en courant électrique.

Il est bon que les électrons, au cours de leur trajet d'électrode en électrode, gagnent de l'énergie cinétique (énergie due à leur vitesse) au lieu d'en perdre, pour arriver sur les électrodes avec une force suffisante pour leur arracher d'autres électrons. Aussi il convient de porter les électrodes intermédiaires de la chaîne à des potentiels positifs croissants, afin d'attirer les électrons, sans toutefois les retenir. C'est pourquoi les électrodes sont polarisées à partir d'un pont diviseur de tension entre le pôle plus et le pôle moins de la source d'alimentation en haute tension. La photocathode d'entrée est reliée au pôle moins de cette source, puisqu'elle doit être polarisée négativement (cathode).

Les tubes photomultiplicateurs modernes comportent de 4 à 20 électrodes, leur *pouvoir multiplicateur* atteint parfois 200 000, c'est-à-dire qu'un électron libéré à l'entrée de ces tubes déclenche la libération de 200 000 électrons finalement captés par l'anode. Malheureusement, toute variation de la tension d'alimentation se répercute exponentiellement sur l'intensité du courant de sortie ; pour maintenir constant, fixe, le pouvoir multiplicateur de ces tubes, il est indispensable de stabiliser, de réguler très soigneusement leur tension d'alimentation.

Cellules photo-émissoives à gaz

Comme leur nom l'indique, ces cellules diffèrent des cellules photo-émissoives à vide, que nous venons d'étudier, du fait qu'elles renferment un

gaz. Dans les cellules à gaz, les électrons arrachés à la photocathode, les photo-électrons, percutent les atomes du gaz emprisonné, leur arrachant des électrons en les ionisant (revoir le début du chapitre précédent).

La sensibilité des cellules photo-émissives à gaz est, de loin, supérieure à celle des mêmes cellules, à vide, mais elles ne fonctionnent pas convenablement en lumière solaire. Elles ne sont pas aptes à suivre des variations très rapides, comme le peuvent les cellules à vide. Elles sont utilisées, excitées par une lumière artificielle, pour la lecture du son des bandes cinématographiques.

Le procédé le plus usité en matière d'enregistrement du son, sur la bande latérale d'un film de cinéma, est très simple. On superpose au courant passant dans le filament d'une lampe électrique, le courant délivré par le microphone de prise de son. L'éclat de la lampe est modulé, c'est-à-

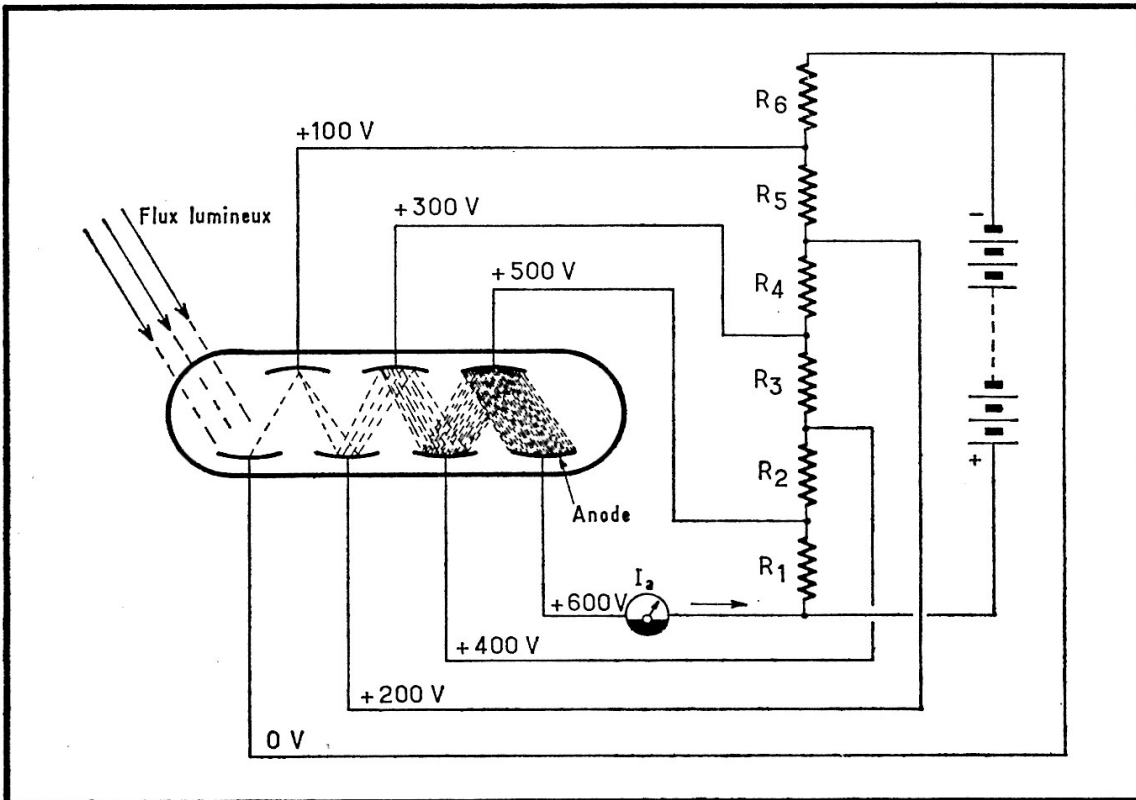


Fig. 21-4. — Le tube photomultiplicateur est un amplificateur.

dire que la luminescence de la lampe subit les variations *du signal électrique délivré par le microphone*. Le film est sensibilisé par le rayonnement de la lampe ; il présente, une fois développé et inversé, pour qu'il soit projetable (film positif), une bande latérale dont les variations d'opacité sont la traduction optique du son enregistré lors de la prise de vue. Dans le projecteur, une cellule photoémissive à gaz lit, par transparence, la bande éclairée par une lampe. Les variations de l'intensité du courant anodique de la cellule sont la réplique des variations de l'opacité de la bande « sonore », donc des variations du son enregistré.

Cellules photovoltaïques

Les cellules photovoltaïques sont constituées d'un empilage de trois lamelles métalliques : une lamelle de sélénium entre une lamelle de fer nickelé et une lamelle d'un métal noble (or, argent). Cette dernière est suffisamment mince pour être translucide (fig. 21-5).

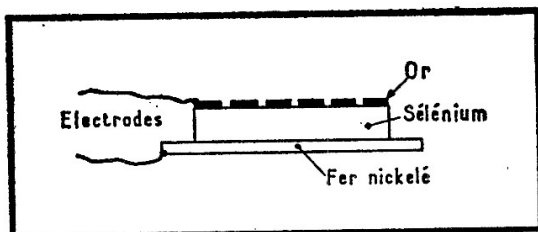
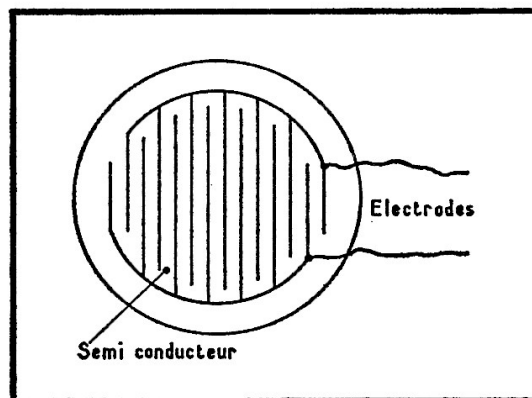


Fig. 21-5. — La cellule photovoltaïque transforme l'énergie lumineuse en énergie électrique.

Fig. 21-6. — La résistance de la cellule photoconductive varie en fonction de l'éclairement auquel la cellule est soumise.



Lorsqu'un rayonnement lumineux excite la cellule, il apparaît une force électromotrice entre ses lamelles externes. La force électromotrice naissante est susceptible d'engendrer un courant électrique dans un circuit extérieur qu'on connecte aux bornes de la cellule : nous assistons à la *transformation directe de l'énergie lumineuse en énergie électrique*.

Le rendement des cellules photovoltaïques est, hélas, très faible.

Le seul emploi que ces cellules connaissent, c'est toutefois un emploi fort intéressant, se trouve dans les posemètres pour photographie et cinéma, souvent appelés, du reste, « cellules ».

Photodiodes

Nous rappellerons qu'une diode semiconductrice (se reporter au chapitre 2) est constituée par deux éléments semiconducteurs l'un de type *p* et l'autre de type *n*. La diode peut être alimentée directement, c'est-à-dire lorsque son élément *p* est relié au pôle plus d'une source d'alimentation, alors que son élément *n* est relié au pôle moins de la même source ; la diode peut être alimentée inversement, le branchement aux pôles de la source d'alimentation est alors inversé.

Lorsque la diode est alimentée directement, elle est conductrice, elle laisse passer facilement le courant électrique ; lorsqu'elle est alimentée inversement, elle est fortement résistante, elle s'oppose au passage du courant, elle est bloquée.

Lorsqu'un rayonnement lumineux vient frapper la jonction de certaines diodes semiconductrices alimentées inversement, ces dernières deviennent conductrices. La conductibilité des *photodiodes* est fonction de l'intensité du faisceau lumineux auquel elles sont soumises.

On utilise les propriétés photoélectriques des photodiodes pour asservir certains mécanismes à l'intensité de sources lumineuses. Une application bien connue se rencontre sur les récepteurs de télévision équipés d'une commande automatique du contraste, en fonction de la lumière ambiante.

Cellules photoconductives

Les cellules photoconductives sont réalisées par dépôt d'une mince couche d'un corps semiconducteur à la surface d'un corps isolant, entre deux peignes conducteurs munis d'électrodes de connexion (fig. 21-6).

La résistance présentée par ces cellules, entre leurs électrodes, varie en fonction du rayonnement lumineux, auquel elles sont soumises. Le rayonnement lumineux libère des électrons au sein du corps semiconducteur.

Les cellules photoconductives sont particulièrement sensibles aux radiations infra-rouges. Elles sont utilisées dans les dispositifs de commande d'un mécanisme par signal optique (commande automatique de l'ouverture d'une porte).



Nous aurons ainsi fait la connaissance des cellules photo-électriques, ces merveilleux petits engins, à vrai dire, dont l'usage s'est répandu bien largement...

Pour ses montages et réalisations, l'électronique consomme des quantités invraisemblables d'un assortiment varié de diodes, transistors, tubes électroniques à vide et à gaz, cellules photo-électriques et autres que nous venons d'étudier.

Cependant, nous avons pu remarquer que ces composants merveilleux, aux possibilités infinies, ne sont jamais utilisés seuls. En effet, il est indispensable, pour leur faire jouer les rôles, les fonctions auxquels ils sont destinés, de les associer à d'autres composants appelés « composants passifs », qui sont les résistances, les condensateurs, les bobinages, les composants de liaison, de connexion (fils, câbles, fiches, commutateurs, interrupteurs) dont la liste est matériellement impossible à dresser sans omission !

Nous allons maintenant nous intéresser aux résistances, condensateurs et bobinages, lesquels sont, au même titre que les transistors et les tubes, des composants dont l'électronique ne peut se passer...

LES RESISTANCES

Lorsque nous voulons amplifier un signal, nous nous servons ou bien d'un transistor, ou bien d'un tube électronique. Mais, pour utiliser l'amplification, nous prenons une résistance de charge (ou une inductance), entre les extrémités de laquelle se développe une chute de tension qui est la réplique, amplifiée, du signal électrique injecté dans l'entrée de l'étage amplificateur.

Pour polariser la base d'un transistor, ou la grille d'un tube électronique, nous utilisons également des résistances.

Le rôle des résistances est donc très important, nous ne pouvons nous passer de ces composants.

Conductibilité, résistivité et résistance

La *conductibilité* est l'aptitude des corps à conduire le courant. Elle est l'inverse de la *résistivité*.

Tout au début de cet ouvrage, au cours du chapitre I, consacré à l'étude de la structure de la matière, nous avons vu comment s'effectue le passage du courant électrique dans les corps.

Nous avons appris que les corps se prêtent plus ou moins volontiers au passage du courant, ils sont plus ou moins bons conducteurs. Le cuivre, excellent conducteur, laisse très facilement passer le courant électrique, il est très faiblement « résistant ». Le verre, par contre, s'oppose au passage du courant ; étant un très mauvais conducteur, il est très fortement « résistant ».

Si deux éléments, identiques en dimensions, par exemple deux fils de même longueur et de même section, ne sont pas constitués par le même matériau, leur résistance n'est pas la même : l'un d'eux est moins résistant que l'autre. Les *résistances* de ces deux éléments sont donc différentes.

Dans la pratique, il est indispensable de connaître, avec précision, la valeur de la résistance propre des composants « résistants » utilisés. En effet, nous avons besoin de placer, dans les circuits et montages que nous construisons, *des résistances* de valeur appropriée, pour tirer le maximum du fonctionnement des transistors et des tubes amplificateurs.

Aussi les fabricants mettent à notre disposition tout un assortiment de résistances, dont les valeurs sont parfaitement normalisées. Ces résistances sont de types différents, suivant la puissance qu'elles peuvent « dissiper ».

La valeur d'une résistance s'exprime en *ohms*.

L'ohm, représenté par le symbole Ω (oméga) est l'unité de résistance.

Association de résistances

Les résistances peuvent être associées en *série* ou en *parallèle*.

RÉSISTANCES EN SÉRIE

Des résistances sont associées en série (fig. 22-1) lorsqu'elles sont disposées à la suite l'une de l'autre.

En ces conditions, la valeur globale du système, appelée *résistance équivalente*, a pour valeur la somme des valeurs des résistances partielles (1) de la série.

$$R_{eq} = R_1 + R_2 + R_3 + \text{etc.}$$

A titre d'exemple, imaginons que nous placions, en série, une résistance R_1 (de 270 Ω) et une résistance R_2 (de 120 Ω). L'ensemble des deux résistances R_1 et R_2 , en série, constitue une résistance « globale » de valeur $270 + 120 = 390 \Omega$. La résistance « globale » ou équivalente est donc, dans cet exemple, de 390 Ω . Nous pouvons donc remplacer les deux résistances R_1 et R_2 , par une résistance unique, équivalente, de valeur $R_1 + R_2$.

RÉSISTANCES EN PARALLÈLE

Les résistances sont associées en parallèle, lorsque leurs extrémités sont connectées ensemble (fig. 22-2).

Dans ces conditions, la valeur de la résistance « globale », ou résistance équivalente du système, est donnée par la formule :

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots \quad (2)$$

Pour déterminer la valeur de la résistance équivalente au système, il est donc nécessaire, ici, d'effectuer un calcul un peu plus compliqué, mais qui reste néanmoins fort simple, puisqu'il ne s'agit que d'une réduction de fractions au même dénominateur.

Supposons, à titre d'exemple, que nous nous trouvions en présence de trois résistances en parallèle R_1 (de 12 Ω), R_2 (de 22 Ω) et R_3 (de 33 Ω).

L'application de la formule nous donne :

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{12 \, \Omega} + \frac{1}{22 \, \Omega} + \frac{1}{33 \, \Omega}$$

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1 \times 22 \times 33}{12 \times 22 \times 33} + \frac{1 \times 12 \times 33}{12 \times 22 \times 33} + \frac{1 \times 12 \times 22}{12 \times 22 \times 33}$$

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{726}{8712} + \frac{396}{8712} + \frac{264}{8712} = \frac{1386}{8712}$$

Nous obtenons donc : $\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1386}{8712}$

d'où nous tirons : $R_{eq} = \frac{8712}{1386} = 6,28 \, \Omega$

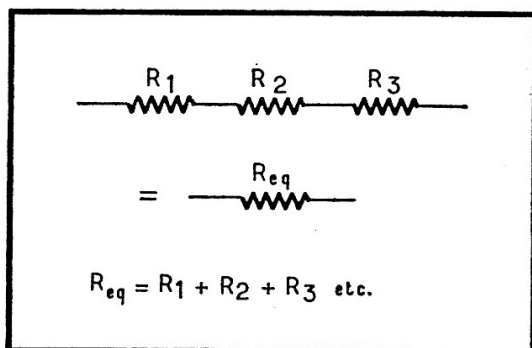


Fig. 22-1. — Des résistances en série R_1 , R_2 , R_3 , etc., sont remplaçables par une résistance équivalente R_{eq} .

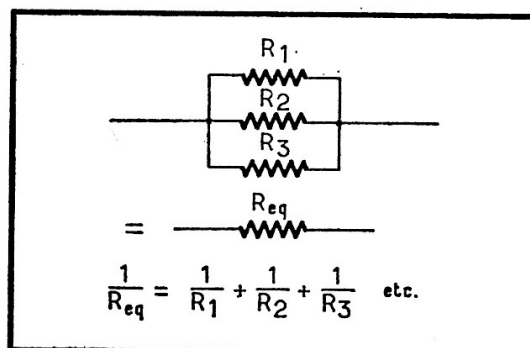


Fig. 22-2. — Aux lieu et place de résistance en parallèle R_1 , R_2 , R_3 , etc., nous pouvons disposer une résistance équivalente R_{eq} .

Nous pouvons remplacer les résistances R_1 (12 Ω), R_2 (22 Ω) et R_3 (33 Ω), associées en parallèle, par une résistance équivalente, unique, de 6,28 Ω .

CONDUCTANCE

Si R est la résistance, l'inverse de la résistance est $1/R$. Ce terme $1/R$, inverse de la résistance, est appelé *conductance*.

Nous remarquerons que dans la formule (2), laquelle permet de déterminer la valeur de la résistance équivalente à un système de résistances associées en parallèle, tous les termes de la formule sont des conductances ($1/R_{eq}$, $1/R_1$, $1/R_2$, $1/R_3$, etc.)

Ce qui nous permet d'énoncer que *dans une association en parallèle de résistance, la conductance équivalente est égale à la somme des conduc-*

tances partielles $\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \text{ etc.}$

Intensité du courant passant dans une résistance

Le passage d'un courant d'intensité I (exprimée en ampères) dans une résistance de valeur R , détermine, entre les extrémités de cette résistance, une chute de tension U (exprimée en volts), suivant la relation (loi d'Ohm) :

$$U = R \times I$$

La formule de la loi d'Ohm (fig. 22-3) peut s'écrire sous deux autres formes :

$$R = U/I \qquad I = U/R$$

Connaissant la valeur de deux des trois grandeurs (U , R et I) mises en œuvre dans la formule, il est facile de déterminer la valeur (inconnue) de la troisième grandeur.

Par exemple, si nous savons que la chute de tension U est de 100 volts (100 V) dans une résistance R de 10 Ω , nous connaissons donc : U (100 V) et R (10 Ω). Nous pouvons facilement calculer la valeur de I , intensité du courant passant dans la résistance :

$$I = U/R = 100 \text{ V}/10 \text{ } \Omega = 10 \text{ A (10 ampères).}$$

Dans une résistance de 10 Ω , entre les bornes de laquelle existe une chute de tension de 100 V, passe un courant d'intensité 10 A.

Puissance dissipée dans une résistance

Nous venons de voir qu'un courant électrique d'intensité I , passant dans une résistance R , détermine une chute de tension U entre les extrémités de cette résistance.

La résistance R est le siège d'une dissipation de puissance (P), sous forme de chaleur, c'est ce qu'on appelle *l'effet Joule*.

La puissance P s'exprime en watts (W).

Puissance, chute de tension et intensité ont leurs valeurs respectives liées par la relation :

$$P_{\text{watts}} = U_{\text{volts}} \times I_{\text{ampères}}$$

Cette formule peut encore s'écrire sous deux autres formes :

$$U = P/I \qquad I = P/U$$

Nous voyons donc que, connaissant la valeur de deux des trois grandeurs (P , U et I) mises en œuvre dans la formule, il est facile de calculer la valeur (inconnue) de la troisième grandeur.

Par exemple, si nous savons que la chute de tension est de 100 V entre les extrémités d'une résistance dans laquelle passe un courant d'intensité 10 A, nous pouvons calculer la valeur de la puissance dissipée P dans cette résistance :

$$P = U \times I = 100 \text{ V} \times 10 \text{ A} = 1000 \text{ W.}$$

AUTRES EXPRESSIONS DE LA FORMULE DE LA PUISSANCE.

Si nous remarquons que la valeur de U , chute de tension dans la résistance R , est donnée par le produit $U = R \times I$ (loi d'Ohm), nous pouvons remplacer U par $R \times I$ dans la formule $P = U \times I$, ce qui nous donne :

$$P = (R \times I) \times I = R \times I^2 \text{ donc } P = R I^2$$

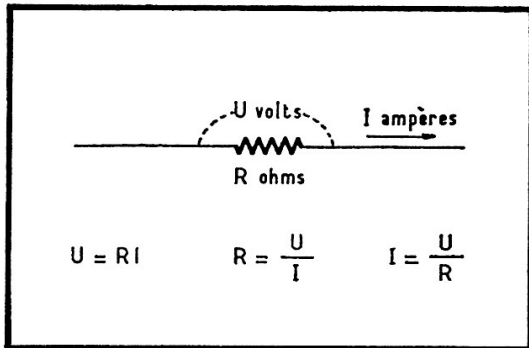


Fig. 22-3. — La formule de la loi d'Ohm s'écrit sous trois formes possibles.

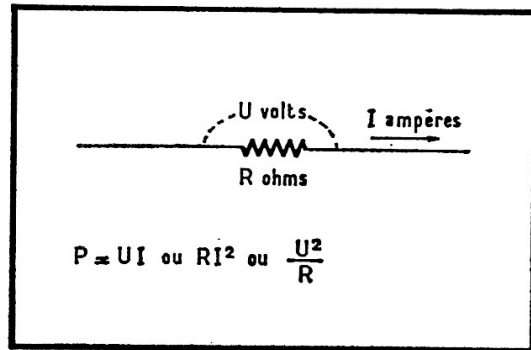


Fig. 22-4. — Trois formules permettent d'exprimer la puissance P dissipée dans une résistance.

Ainsi, la valeur de la puissance P , dissipée dans une résistance R , parcourue par un courant d'intensité I , est donnée par la formule :

$$P = U \times I = R \times I^2 \text{ avec } U = R \times I$$

formule qui peut s'écrire sous ces deux autres formes

$$R = \frac{P}{I^2} \quad \text{et} \quad I^2 = \frac{P}{R}$$

Remarquons encore que :

$$U^2 = (R \times I) (R \times I) = R^2 I^2$$

$$\text{Comme } R^2 I^2 / R = R \times I^2 = P = U^2 / R$$

Cette formule peut s'écrire sous ces deux autres formes :

$$U^2 = P/R \text{ et } R = U^2/P$$

Effet de température

Les résistances utilisées en électronique sont sensibles à la chaleur, c'est ce qu'on appelle l'effet de température.

La valeur des résistances croît avec l'élévation de température. Ce phénomène est particulier à tous les métaux conducteurs qui entrent dans la fabrication des résistances.

Cependant, certains corps, tels que le carbone, possèdent la propriété inverse, à savoir que leur résistivité décroît avec l'élévation de température.

Cette propriété est utilisée à profit pour compenser l'effet contraire dont souffrent les métaux. Par un judicieux dosage des constituants entrant dans leur fabrication, il est possible de fabriquer des résistances dont la valeur ne varie pas avec la température, restant stable.

Il existe aussi des résistances de constitution très particulière, dont la valeur propre varie d'une façon bien définie en fonction des fluctuations de température. Ces résistances possèdent un coefficient de température qui peut être positif ou négatif, suivant que leur valeur augmente ou décroît avec la hausse de température.

Ces *thermistances*, c'est leur nom, sont utilisées dans des cas particuliers où il est nécessaire d'effectuer des compensations de l'effet de température sur les autres composants des montages (transistors).

Les résistances en courant alternatif

En principe, le comportement des résistances est le même, qu'elles soient soumises à des courants alternatifs ou à des courants continus. Cependant, nous devons savoir que le courant alternatif de *haute fréquence* ne voyage que dans la zone périphérique, la zone extérieure des résistances. Ce phénomène est connu sous le nom de *skin effect* (effet de peau).

Il est très difficile de pallier la gêne occasionnée par ce comportement en haute fréquence. Des précautions très particulières doivent être prises, il faut faire appel à des tubes spéciaux pour hyper-fréquences. Nous avons étudié ces tubes au chapitre 19.



Nous venons de faire un tour d'horizon rapide des propriétés électriques, plutôt qu'électroniques, des résistances. Il nous fallait énoncer ces quelques formules mathématiques dont les techniciens se servent, à tout instant, dans leurs calculs.

LES CONDENSATEURS

Nous vous avons montré le rôle important joué par les condensateurs dans la polarisation automatique des émetteurs des transistors amplificateurs, en montage émetteur commun. Nous avons pu voir que les condensateurs jouent le même rôle, dans les montages utilisant des tubes électroniques (polarisation automatique des cathodes).

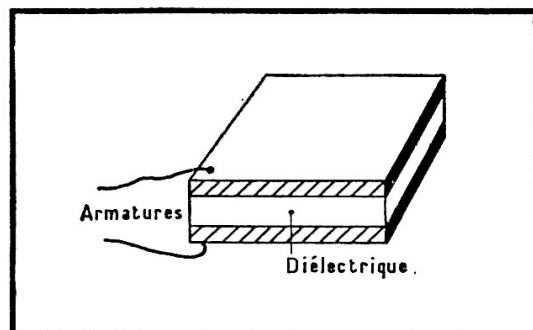
Nous avons vu aussi comment s'effectue, à l'aide d'un condensateur, l'extraction du signal sortie, réplique amplifiée du signal entrée injecté dans un étage amplificateur.

Nous vous proposons, comme nous venons de le faire au sujet des résistances, de faire le point des connaissances que nous devons posséder en matière de condensateurs.

Le condensateur

Les corps conducteurs se prêtent volontiers au passage du courant électrique, les corps mauvais conducteurs ne s'y prêtent pas.

Fig. 23-1. — Deux armatures conductrices séparées par une couche diélectrique constituent un condensateur.



Si un mauvais conducteur (isolant) est disposé entre deux bons conducteurs, le tout forme un *condensateur* (fig. 23-1).

Lorsqu'un condensateur est connecté aux bornes d'un générateur de courant continu (pile, accumulateur, etc.), courant qui ne passe que dans un seul sens, allant du pôle « + » au pôle « — » du générateur, par l'extérieur de ce dernier, le condensateur se charge d'électricité.

Les deux plaques métalliques, conductrices, qui constituent le condensateur sont reliées aux bornes d'un générateur (fig. 23-2).

Ces plaques métalliques, les *armatures*, séparées par la couche diélectrique, s'enrichissent en lacunes (charges d'électricité positive) ou en électrons (charges d'électricité négative) selon qu'elles sont connectées au pôle « + » ou au pôle « — » du générateur.

Un condensateur emmagasine de l'électricité lorsqu'il est connecté à un générateur de courant continu. La *capacité* est une caractéristique du condensateur, elle traduit son aptitude à emmagasiner de l'électricité.

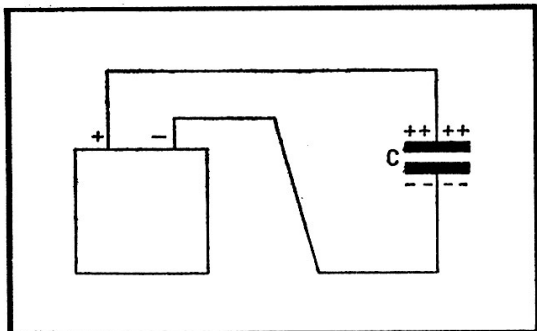


Fig. 23-2. — Un condensateur emmagasine de l'électricité.

La capacité des condensateurs s'exprime en *farads* ; le farad est l'unité de capacité, son symbole est F. Pour la pratique, le farad est une grandeur importante, aussi utilise-t-on couramment le microfarad (μF) qui vaut un millionième de farad, le nanofarad (nF) qui vaut un millième de microfarad et le picofarad (pF) qui vaut un millième de nanofarad.

La capacité d'un condensateur est proportionnelle à la surface de ses armatures : plus la surface de ses armatures est grande, plus grande est sa capacité.

La capacité d'un condensateur dépend de l'épaisseur de la couche diélectrique qui sépare ses armatures : plus la couche est épaisse, plus faible est la capacité. Mais la capacité dépend encore de la nature du matériau isolant qui constitue la couche diélectrique.

Supposons deux condensateurs possédant des armatures rigoureusement identiques en surface et nature, séparées par une couche isolante de même épaisseur, mais de nature différente, une couche d'air dans le premier condensateur (l'air est un isolant), une couche de mica dans le second condensateur.

La capacité du condensateur au mica est six fois plus importante que celle du condensateur à air, les condensateurs ayant des armatures identiques.

La capacité C d'un condensateur est donnée par la formule :

$$C = \frac{KS}{4\pi e}$$

C s'exprime en cm (centimètres), le centimètre étant sensiblement égal au picofarad (pF), si

S (surface des armatures) est exprimée en cm^2 .

e (épaisseur de la couche diélectrique) est exprimée en cm avec $\pi = 3,14$.

K est le coefficient propre au diélectrique (1 pour l'air, 6 pour le mica, etc.)

Association des condensateurs

Comme les résistances, les condensateurs peuvent être associés en parallèle ou en série.

CONDENSATEURS ASSOCIÉS EN PARALLÈLE

Des condensateurs sont associés en parallèle lorsque leurs armatures sont connectées, ensemble, en deux points (fig. 23-3).

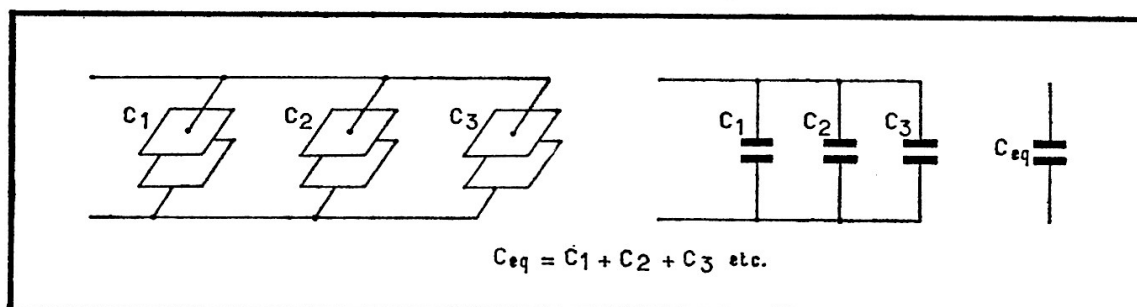


Fig. 23-3. — Des condensateurs en parallèle C_1 , C_2 , C_3 , etc. sont remplaçables par un condensateur équivalent C_{eq} .

Un simple coup d'œil sur le dessin nous suffit pour admettre que les condensateurs forment, associés en parallèle, un condensateur unique dont la valeur de la surface des armatures n'est rien d'autre que la somme des valeurs des surfaces (partielles) des armatures des condensateurs associés.

Nous savons que la capacité d'un condensateur est proportionnelle à la surface de ses armatures (plus la surface de ses armatures est grande, plus sa capacité est importante).

Ainsi, dans le cas des condensateurs associés en parallèle, leur ensemble constitue un condensateur « équivalent » dont la capacité a pour valeur la somme des valeurs des capacités des condensateurs associés.

Si C_1 , C_2 , C_3 , etc., sont les capacités des condensateurs associés en parallèle, nous pouvons remplacer ces condensateurs par un condensateur équivalent, unique, dont la capacité C_{eq} est donnée par la formule :

$$C_{eq} = C_1 + C_2 + C_3 + \text{etc.}$$

Nous remarquerons que, dans le cas où nous avons à déterminer la valeur de la capacité équivalente de *condensateurs associés en parallèle*, nous effectuons la somme des valeurs de leurs capacités respectives. Dans le cas de *résistances associées en série*, nous effectuons la somme des valeurs des résistances associées, pour déterminer la valeur de la résistance équivalente.

CONDENSATEURS ASSOCIÉS EN SÉRIE

Des condensateurs sont associés en série lorsqu'ils sont disposés à la suite l'un de l'autre (fig. 23-3).

Pour déterminer la valeur de la capacité équivalente à celle de *condensateurs associés en série*, il faut se livrer à un calcul identique à celui effectué pour la détermination de la résistance équivalente à un ensemble de *résistances associées en parallèle*.

En guise d'exemple, déterminons la capacité équivalente à celle de trois condensateurs associés en série, condensateurs C_1 (de 200 pF), C_2 (de 200 pF) et C_3 (de 50 pF).

Appliquons la formule :

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} = \frac{1}{200} + \frac{1}{200} + \frac{1}{50} = \frac{6}{200}$$

$$\text{d'où } C_{eq} = \frac{200}{6} = 33,3 \text{ pF}$$

Condensateur en courant continu

Disposé dans un circuit alimenté en courant continu, le condensateur s'oppose au passage du courant continu. Il emmagasine de l'électricité qu'il restitue ensuite.

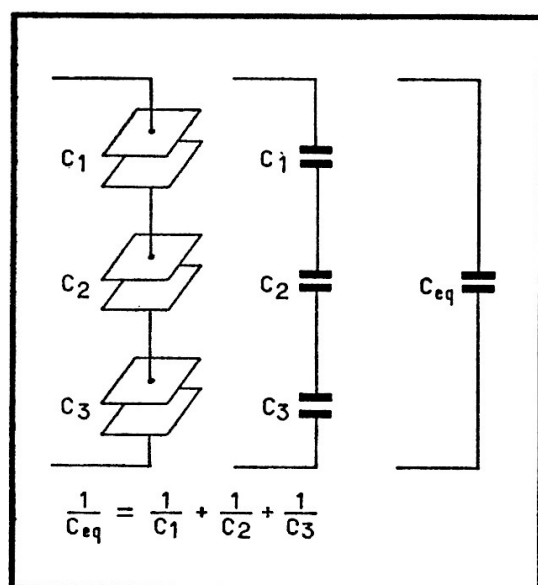


Fig. 23-4. — Aux lieu et place de condensateurs en série C_1 , C_2 , C_3 , etc., nous pouvons disposer un condensateur équivalent

Connectons un condensateur aux bornes d'un générateur de courant continu (pile, accumulateur, etc.) (fig. 23-5). Le condensateur se charge d'électricité, l'opération demande un temps plus ou moins long, selon la valeur de la résistance R que nous insérons dans le circuit.

Déconnectons le condensateur et la résistance, pour relier ces éléments aux bornes d'un ampèremètre : l'aiguille de cet appareil dévie un instant (fig. 23-5), nous indiquant le passage d'un courant électrique continu, qui va de l'armature du condensateur chargée positivement (reliée précédemment au pôle « + » du générateur) vers l'autre armature du condensateur. Cette dernière s'est chargée négativement, alors qu'elle était connectée au pôle « — » du générateur.

La décharge du condensateur n'est pas instantanée : elle demande un temps plus ou moins long selon que la valeur de la résistance est faible ou grande.

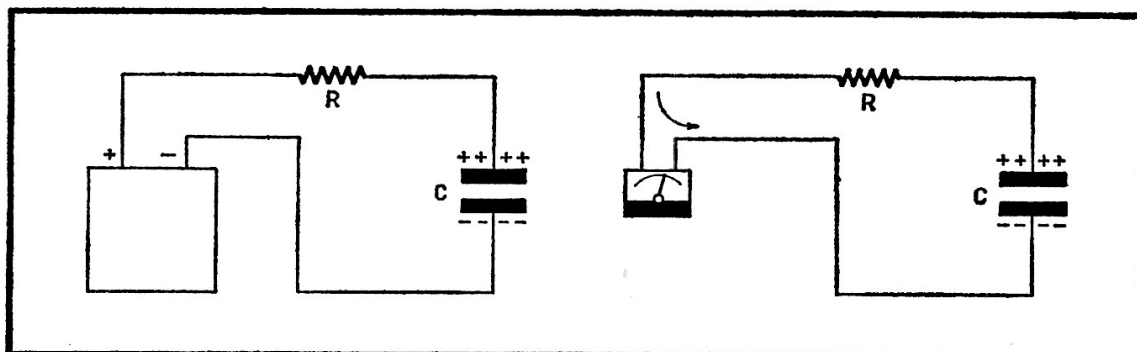


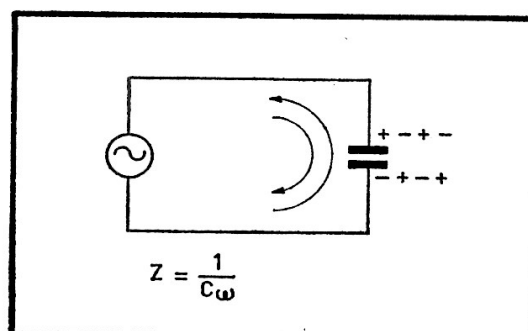
Fig. 23-5. — Le condensateur emmagasine de l'électricité qu'il restitue ensuite.

Condensateur en courant alternatif

Soumis à l'influence d'un courant alternatif, dont le sens de passage s'inverse alternativement à une certaine cadence appelée fréquence ; le condensateur se charge et se décharge à la fréquence du courant dans le circuit (fig. 23-6).

Le condensateur se comporte comme le ferait un corps résistant, une résistance, dont la valeur dépend de sa propre capacité et de la fréquence du courant alternatif auquel il est soumis.

Fig. 23-6. — Soumis à un courant alternatif, le condensateur se charge et se décharge alternativement.



La résistance apparente offerte par le condensateur au passage du courant alternatif est appelée capacitance, désignée par le symbole Z . Elle s'exprime en ohms, tout comme une résistance ordinaire.

La capacitance est donnée par la formule :

$$Z = \frac{1}{2 \pi f C}$$

expression dans laquelle C est la capacité du condensateur (en farads), et f la fréquence du courant alternatif (nombre de cycles par seconde).

Nous voyons que, si C est grande, Z est petite ; si f est grande, Z est également petite.

Pour une valeur donnée de la capacité, si f augmente (montée en fréquence), l'impédance du condensateur diminue. Le condensateur voit

donc son impédance décroître avec la montée en fréquence, il offre une résistance beaucoup plus faible au passage du courant, ce qui se traduit par... un court-circuit, qui provoque tout au moins des détériorations sinon des destructions.

PULSATION

Dans la formule

$$Z = \frac{1}{2 \pi f C}$$

remplaçons $2 \pi f$ par ω .

Voilà qui nous donne

$$Z = \frac{1}{\omega C}$$

La quantité $2 \pi f$, ou ω , porte le nom de *pulsation*.

A maintes reprises, nous avons eu l'occasion de voir le rôle très gênant des capacités parasites dans les transistors et les tubes électroniques ; ces capacités entachent leur fonctionnement (et leur rendement) en haute fréquence. Ces raisons ont du reste amené les techniciens à réaliser des tubes spéciaux pour hyperfréquences (chapitre 19).

LES INDUCTANCES ET LES CIRCUITS ACCORDES

Au cours de notre étude de l'amplification, aussi bien avec des transistors qu'avec des tubes, nous avons vu qu'il est très avantageux d'utiliser des bobinages pour recueillir des signaux de sortie de forte amplitude. Nous allons maintenant faire le point en matière d'inductance.

Inductance

Une inductance est un bobinage constitué par un enroulement de fil (conducteur). Les inductances sont, le plus souvent, réalisées sur des carcasses, des mandrins, lesquels sont généralement pourvus d'une vis magnétique de réglage. C'est en intervenant sur l'enfoncement de cette vis spéciale que l'on fait varier la valeur du coefficient de la *self-induction* L de la bobine (fig. 24-1).

Le fil, entrant dans la construction de la bobine, présente une certaine résistance au courant continu. Il est convenu d'appeler cette résistance *résistance ohmique* de la bobine.

Cette résistance ohmique est très faible, négligeable le plus souvent.

Mais, lorsque l'inductance est soumise au courant alternatif, elle présente une certaine résistance au passage du courant (alternatif), cette résistance est appelée *impédance*.

L'impédance, qui s'exprime en ohms, est donnée par la formule :

$$Z = L \omega$$

L étant le coefficient de self-induction de la bobine, qui s'exprime en henrys (symbole H)

ω (la pulsation) $= 2 \pi f$, f étant la fréquence du courant alternatif qui passe dans l'inductance.

Nous voyons que l'impédance d'une bobine augmente avec la fréquence du courant (alternatif), puisque cette impédance est directement proportionnelle à la pulsation ω .

La résistance opposée au passage du courant alternatif, par une bobine donnée, augmente si la fréquence du courant alternatif s'élève, ce qui fait que l'intensité du courant passant dans la bobine diminue au fur et à mesure de la montée en fréquence.

Circuit résonnant

Associions une inductance et un condensateur en parallèle (fig. 24-2).

Nous venons de construire un *circuit oscillant*, c'est-à-dire un circuit dans lequel se développe, avec beaucoup de facilité, un signal alternatif (signal oscillant) sur une fréquence particulière qui est la *fréquence de résonance du circuit oscillant*.

Très souvent on entend prononcer le terme de *circuit accordé*, qui signifie la même idée, à savoir que le circuit est accordé, à la résonance, sur la fréquence donnée d'un signal oscillant (alternatif).

Au cours des chapitres 10 et 17, nous avons appris comment fonctionnent les oscillateurs, étages entretenant dans un circuit accordé un signal alternatif sur la fréquence de résonance du circuit en question.

Soit L le coefficient de self-induction (en henrys) de la bobine mise en œuvre dans le circuit LC (circuit constitué par l'assemblage, en parallèle, de l'inductance L avec le condensateur C).

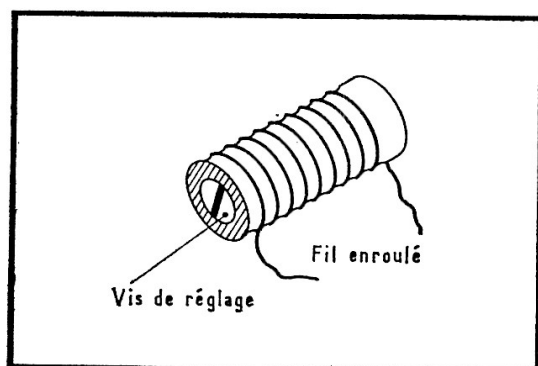


Fig. 24-1. — L'enfoncement de la vis magnétique fait varier la valeur du coefficient de self-induction de la bobine.

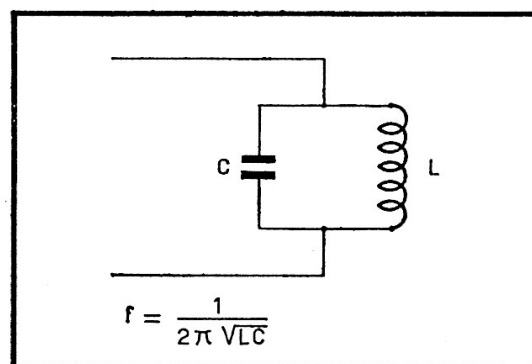


Fig. 24-2. — Une inductance L et un condensateur C constituent un circuit résonnant sur la fréquence f .

Soit C la capacité du condensateur (en farads) associé à la bobine L . Le circuit LC résonne, il est accordé sur une fréquence f donnée par la formule de Thomson

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

en périodes par seconde (ou hertz).

Un tel circuit oscillant, convenablement disposé dans un étage oscillateur, sera le siège d'un signal alternatif sur la fréquence f .

Il faut préciser que d'autres signaux prendront naissance dans le circuit LC ; il s'agit des signaux harmoniques du signal fondamental (sur

la fréquence f). Les signaux harmoniques sont des signaux dont la fréquence est un multiple de celle du signal fondamental ($2f$, $3f$, $4f$...). Mais le signal le plus puissant est toujours obligatoirement le signal fondamental, sur la fréquence f , du circuit accordé L C.

Transformateurs

Voici deux bobines L_1 et L_2 qui sont couplées, c'est-à-dire qui sont très rapprochées (fig. 24-3). Ces bobines constituent un *transformateur*.

Lorsqu'un signal alternatif est développé dans la bobine L_1 , c'est-à-dire lorsque la bobine L_1 est parcourue par un courant alternatif, il apparaît, dans la bobine L_2 , un signal alternatif semblable au premier. Toutefois, la chute de la tension entre les extrémités de la bobine L_2 peut fort bien ne pas avoir la même valeur que celle qui apparaît entre les extrémités de la bobine L_1 , à laquelle elle est couplée.

Si nous appelons n_1 le nombre de spires du bobinage L_1 et n_2 le nombre de spires du bobinage L_2 , en appelant U_1 la chute de tension dans la bobine L_1 et U_2 celle dans la bobine L_2 , les grandeurs U_1 , U_2 , n_1 et n_2 sont liées par la relation :

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{U_1}{U_2} \quad (\text{fig. 24-3}).$$

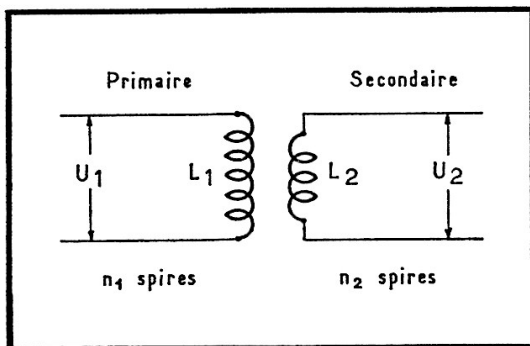


Fig. 24-3. — Deux inductances couplées forment un transformateur.

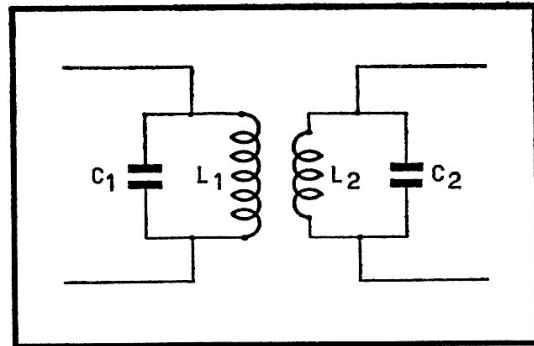


Fig. 24-4. — L'utilisation de transformateurs accordés améliore considérablement la sélectivité.

Si $n_1 = n_2$, c'est-à-dire si les bobinages L_1 et L_2 comportent le même nombre de spires, $U_1 = U_2$, c'est-à-dire que les chutes de tension dans les bobinages L_1 et L_2 sont les mêmes, les signaux sont de même importance dans les bobinages.

On dit que le transformateur constitué par ces bobines L_1 et L_2 est de rapport 1.

Mais, si le bobinage L_2 compte plus de spires que le bobinage L_1 , la tension du signal dans L_2 est plus grande que celle du signal dans L_1 .

Nous sommes en présence d'un *transformateur élévateur*, dont le bobinage *primaire* est L_1 et le bobinage *secondaire* L_2 .

Le rapport de transformation est n_2/n_1 . Si, par exemple, L_1 comporte 100 spires ($n_1 = 100$) et L_2 1000 spires ($n_2 = 1000$) le rapport de transformation est de $n_2/n_1 = 1000/100 = 10$, ce qui veut dire que la tension du signal dans le bobinage secondaire est 10 fois supérieure à celle du signal dans le bobinage primaire.

Il est donc possible, à l'aide d'un transformateur, d'élever la tension d'un signal alternatif, à condition que le bobinage secondaire (sortie) compte plus de spires que le bobinage primaire (entrée).

Mais il est tout aussi facile d'abaisser la tension d'un signal, en utilisant un *transformateur abaisseur*, c'est-à-dire un transformateur dont le bobinage secondaire possède moins de spires que le bobinage primaire.

Dans tous les cas, c'est le rapport des nombres de spires des bobinages (n_2/n_1) qui détermine le rapport de transformation de la tension des signaux.

Circuits de liaison

Nous avons montré, au chapitre consacré à ce problème de l'adaptation des impédances (chapitre 8), que le transformateur se prêtait fort bien à la transmission d'un signal à la sortie d'un étage vers l'entrée de l'étage en aval, avec le minimum de pertes.

Nous ajouterons ici quelques mots au sujet des *circuits accordés couplés*.

Au lieu de coupler deux étages d'une chaîne amplificatrice à l'aide d'un transformateur ordinaire, il est préférable d'utiliser des transformateurs spéciaux dont les circuits primaire et secondaire sont deux circuits oscillants accordés sur la fréquence du signal alternatif à transmettre (fig. 24-4).

Nous savons, particulièrement en radio et télévision, construire ces transformateurs qui permettent d'atteindre des rendements excellents pour des signaux d'une fréquence donnée, fréquence qui est appelée fréquence intermédiaire (F. I.), comme nous le verrons en étudiant un montage de récepteur radio.

Ajoutons que seuls les signaux sur la fréquence d'accord de ces transformateurs sont amplifiés. Les signaux sur des fréquences différentes ne « passent » pas, c'est ainsi que la *sélectivité* d'une chaîne F. I. est énormément accrue.



Certes, il y aurait encore beaucoup à étudier et à dire au sujet des bobinages, mais il nous faudrait alors introduire des mathématiques, d'un certain niveau. Ce qui compte essentiellement pour nous, c'est d'avoir acquis une idée précise des phénomènes qui se passent dans les bobinages, associés ou non à des condensateurs, couplés ou non à d'autres bobinages.

QUELQUES APPLICATIONS DE L'ELECTRONIQUE

Dans l'esprit du plus humble, comme dans l'esprit du plus grand des techniciens, il paraît impossible de dresser la liste complète des applications actuelles de l'électronique, tant ces applications sont nombreuses. Il est même raisonnable de dire qu'elles sont insoupçonnées de la plupart d'entre nous, n'ayons pas honte de cela.

Cependant, chacun sait qu'il n'est aucune discipline scientifique à laquelle l'électronique n'apporte son aide précieuse.

C'est vrai. Mais il n'est pas moins vrai qu'il ne faut pas, pour le plaisir, introduire l'électronique partout. Il existe en effet des quantités innombrables d'installations, de montages, réputés pour la satisfaction qu'ils procurent à leurs usagers et qu'il serait stupide de prétendre perfectionner sous le couvert du panache de l'électronique.

Chaque fois que l'électronique, par sa contribution, apporte une amélioration sensible dans le fonctionnement ou la fiabilité d'un système quelconque, il faut, sans hésiter, se servir d'elle.

L'électronique s'impose toute seule, par les services appréciés qu'elle rend. On peut attendre beaucoup de sa part ; il ne faut pas attendre tout, même si l'on peut s'attendre à tout !

Mais ne perdons jamais de vue qu'il ne faut pas confondre utile et indispensable, il faut choisir entre indispensable et inutile.

Enumérer toutes les applications de l'électronique n'est donc que prétention. Mentionner certaines d'entre elles comme étant les plus importantes, ou encore les plus connues, c'est courir le risque d'un choix malheureux, aux yeux de certains. En énumérer de nombreuses, c'est en oublier encore bien davantage !

Aussi, nous ne pouvons que donner un aperçu des principes de quelques-unes des applications de l'électronique, de celles qui semblent les plus simples et les plus courantes dans l'industrie.

Mesure et régulation des températures

Qu'il s'agisse de traiter thermiquement des métaux, des alliages, qu'il s'agisse d'émailler des produits manufacturés, en tôle, en porcelaine, en céramique, qu'il s'agisse de fondre certains produits pour l'élaboration du verre, du moulage d'objets fabriqués à partir de matériaux divers, de la cuisson de produits alimentaires, l'industrie utilise, à cet effet, des fours. Ces fours sont des enceintes dont la température a besoin, non seulement d'être mesurée avec une très grande précision, mais encore d'être maintenue à la valeur constante requise pour le traitement effectué.

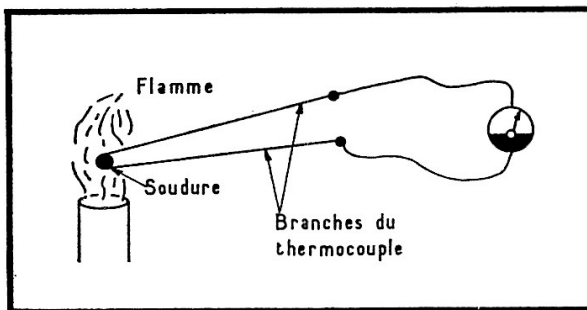
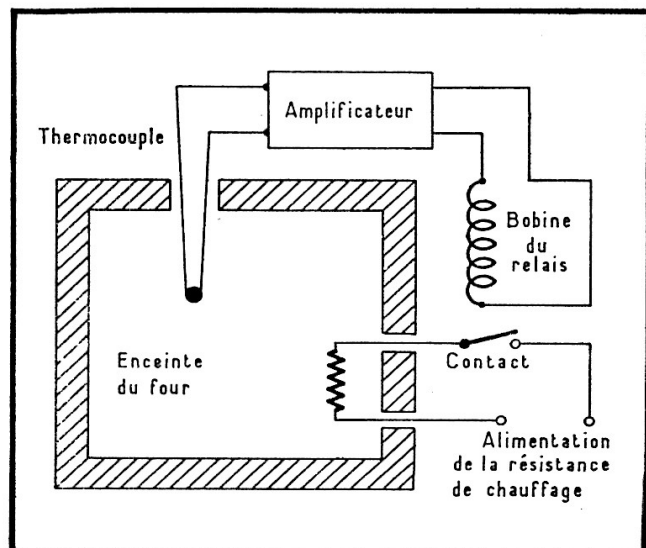


Fig. 25-1. — Un courant s'établit dès l'instant où la soudure des branches du thermocouple est chauffée.

Fig. 25-2. — De nombreuses étuves de laboratoire sont équipées d'un dispositif thermostatique qui assure la régulation de la température à l'intérieur.



Il va sans dire que, dans bien d'autres cas, ce n'est pas une température élevée qu'il faut maintenir, mais une température très basse, quand il s'agit par exemple de réguler la température des chambres froides d'entrepôts frigorifiques, tout comme celle d'installations de fabrication ou de traitement de produits chimiques.

Les capteurs, ou lecteurs de température, sont des *thermocouples* ou des *thermistances*.

Un thermocouple est l'assemblage, par une soudure spéciale, de deux éléments de fils conducteurs de nature différente. Chauffer la soudure d'un thermocouple fait apparaître, dans les fils conducteurs, une force électromotrice (fig. 25 - 1). Un appareil de mesure, connecté aux bornes du thermocouple, montre qu'il passe, dans le thermocouple, un courant dont l'intensité est proportionnelle à la température du milieu dans lequel est plongé le thermocouple.

Une thermistance est une résistance spéciale dont la valeur varie avec la température ambiante.

La combinaison des thermocouples et des thermistances avec des amplificateurs (à tubes ou à transistors) conduit à la réalisation de dispositifs thermostatiques (fig. 25 - 2) qui commandent la mise en service et l'arrêt de la source de chauffage, en vue du maintien à la valeur constante, choisie, de la température des fours industriels, des étuves, ou tout simplement des locaux habités.

Chauffage par courant de haute fréquence

Un corps conducteur baignant dans le champ électromagnétique d'une bobine parcourue par un courant alternatif de haute fréquence s'échauffe intensément, en raison de l'apparition de courants électriques tourbillonnaires à sa surface.

Un générateur alimente une bobine en courant alternatif de haute fréquence. Un corps conducteur placé à l'intérieur de la bobine s'échauffe énergiquement (fig. 25 - 3).

Fig. 25-3. — Un corps placé à l'intérieur d'une bobine alimentée par un courant de haute fréquence s'échauffe.

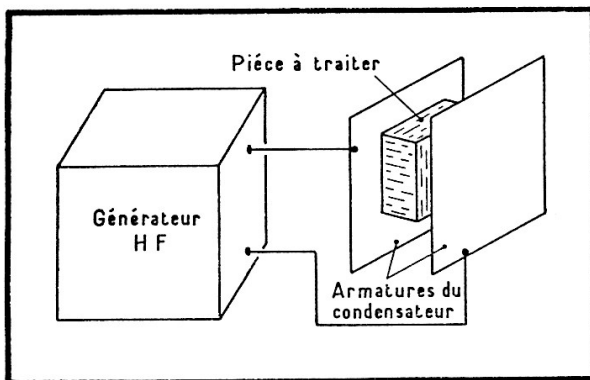
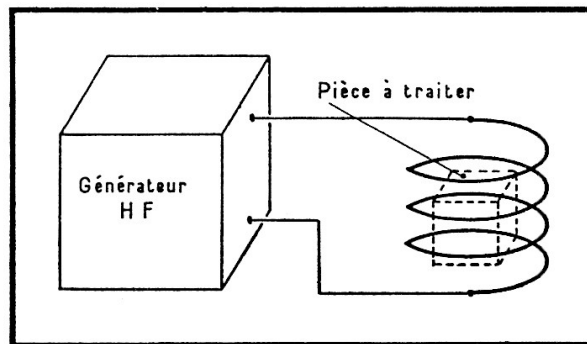


Fig. 25-4. — En remplaçant la bobine par un condensateur, on chauffe la pièce à cœur.

Un avantage énorme offert par ce procédé réside en le fait qu'il est possible d'opérer sur des pièces enfermées dans des enceintes à leurs dimensions, sans avoir à chauffer de grands fours. De plus, il est facile de faire le vide dans les enceintes qui reçoivent les pièces à traiter, pour éviter que les pièces traitées soient en contact avec l'air. On peut également emprisonner un gaz particulier dans ces enceintes, en vue de traitements spéciaux à appliquer à certains métaux (fabrication des transistors, chapitre 12).

L'inductance, soumise au courant de haute fréquence, peut être remplacée par un condensateur, puisque le condensateur est perméable aux courants alternatifs. Cette variante est intéressante dans le cas de traitement de certains matériaux qui sont mauvais conducteurs de l'électricité, car l'échauffement se produit alors au cœur des matériaux traités eux-mêmes (fig. 25 - 4).

Mesure de débit d'un fluide dans une conduite

Il est utile, sinon indispensable, de connaître le débit d'un fluide (eau, carburant, fuel, huile) dans la conduite qui le véhicule.

Connaissant le débit instantané et le temps pendant lequel le fluide est passé dans la conduite, il est bien facile de déterminer la quantité exacte du fluide qui a été débitée par la conduite.

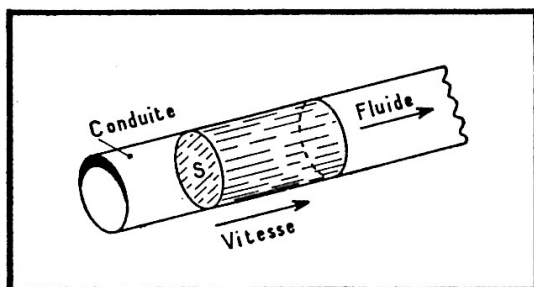
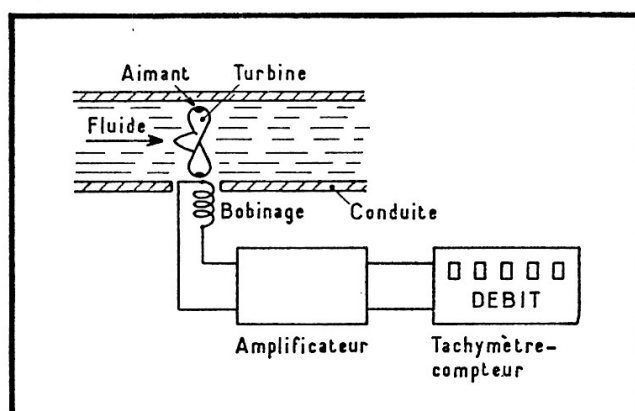


Fig. 25-5. — Débit : vitesse du fluide x section de la conduite.

Fig. 25-6. — La fréquence du courant alternatif induit dans le bobinage est proportionnelle au débit du fluide dans la conduite.



Le produit de la section intérieure d'une conduite (c'est une surface), par la vitesse de passage d'un fluide dans la conduite, donne le débit du fluide, puisque la vitesse est l'expression d'une longueur par rapport à l'unité de temps (fig. 25 - 5).

Débit du fluide : Section de la conduite $\times$ Vitesse de passage du fluide.

Si la section intérieure d'une conduite est de 1 dm^2 , si un fluide passe dans la conduite à une vitesse de 1 mètre par seconde (1 m/s), le produit :

$$\frac{1 \text{ dm}^2 \times 1 \text{ m}}{1 \text{ s}} = \frac{0,01 \text{ m}^3}{1 \text{ s}} = 36 \text{ m}^3/\text{heure}$$

exprime le débit du fluide dans la conduite.

Lorsqu'une turbine est placée dans la conduite, dans le courant du fluide qui passe dans la conduite, la vitesse de rotation de la turbine est proportionnelle à la vitesse de passage du fluide, donc proportionnelle au débit du fluide (fig. 25-6).

Les pales de la turbine portent de petits aimants permanents. Lorsque la turbine tourne, les aimants passent devant des bobinages disposés contre la paroi de la conduite. Il apparaît, dans ces bobinages, un courant alternatif dont la fréquence dépend de la vitesse de rotation de la turbine, par conséquent du débit du fluide dans la conduite.

Il reste à amplifier les courants apparus et mesurer leur fréquence. Le *tachymètre*, appareil qui mesure ainsi la vitesse de rotation de la turbine, indique le débit du fluide dans la conduite...

Détection et mesure des vibrations

Lorsqu'un objet est soumis à une série d'impulsions, de pressions, il peut entrer en résonance mécanique et se briser, tel un socle de machine, un moteur, un plancher, un véhicule...

Certes, dans certains cas, la vibration est utile et appréciée, lorsqu'il s'agit de reproduction des disques d'électrophones. Le capteur de vibrations est alors un lecteur qui est déformé, mécaniquement, durant son exploration du sillon gravé du disque (fig. 25-7).

Fig. 25-7. — Un signal électrique apparaît entre les électrodes du lecteur, lequel est déformé, mécaniquement, par la gravure du sillon du disque.

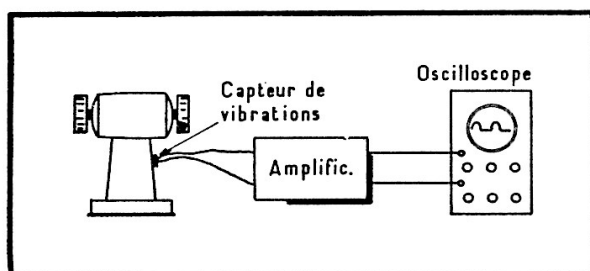
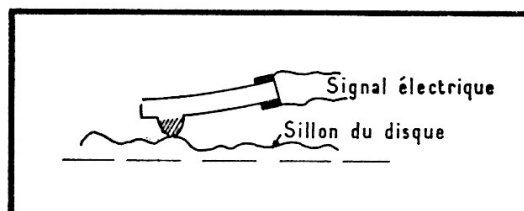


Fig. 25-8. — L'oscilloscope permet l'observation directe du phénomène.

Capteurs et lecteurs se déforment, ou se déplacent, en fonction des vibrations qui leur sont appliquées. Ils sont alors le siège d'une force électromotrice proportionnelle à l'amplitude de la vibration.

Il faut amplifier le signal électrique délivré par les capteurs, en vue de l'enregistrement, ou pour l'examen sur l'écran de l'oscilloscope, instrument indicateur visuel de choix (fig. 25-8).

Il est donc possible de mesurer non seulement l'amplitude des vibrations, mais encore la fréquence de ces vibrations, la direction dans laquelle elles s'exercent.

Le microscope électronique

Dans le domaine de l'exploration de l'infiniment petit, le microscope électronique a considérablement accru les possibilités d'observation. Sa puissance, de très loin supérieure à celle des microscopes optiques les plus perfectionnés (microscope à contraste de phase), permet aux chercheurs d'aller plus loin dans l'étude biologique de la cellule, des bactéries, tout comme dans l'étude des molécules des métaux (cristallographie), des particules de poussières, de fumées, dans l'étude des catalyseurs que l'industrie chimique utilise chaque jour davantage.

L'OPTIQUE ÉLECTRONIQUE

En étudiant le tube à rayons cathodiques, le *cathoscope* (chapitre 18), nous avons appris qu'un faisceau d'électrons, émis par la cathode d'un

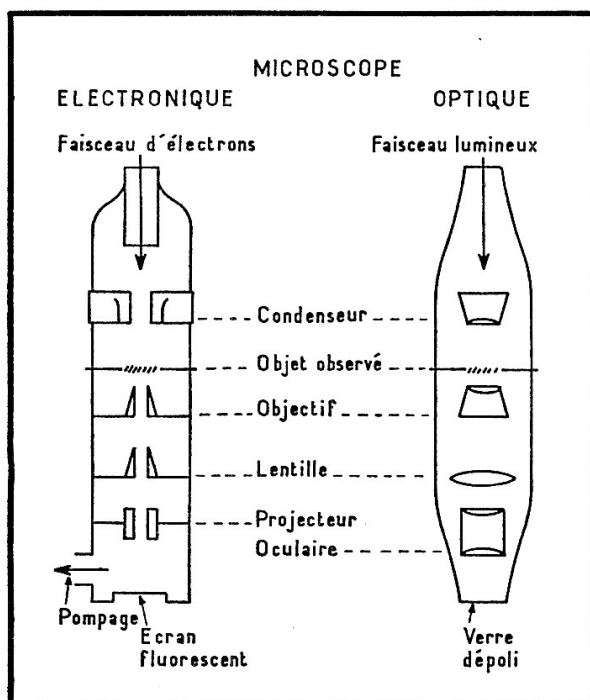


Fig. 25-9. et 25-10. — Les différentes lentilles (électroniques) du microscope électronique portent les mêmes noms que celles du microscope optique.

tube électronique à vide, est dévié par des anodes de concentration et des plaques de déviation, tout comme un faisceau lumineux est dévié par des lentilles (fig. 25-9).

Un champ magnétique, ou électromagnétique, produit sur un faisceau d'électrons le même effet qu'une lentille produit sur un faisceau lumineux.

L'optique électronique s'apparente donc, sous certains aspects, à l'optique classique.

Le microscope électronique comporte les mêmes organes que le microscope optique ; nous avons établi, à la figure 25-9, les schémas des deux appareils. Il est facile de constater les analogies entre les deux instruments.

Dans le microscope électronique, la source lumineuse devient un générateur d'électrons, cathode émissive, wehnelt, canon à électrons. Les électrons traversent un condenseur qui a pour rôle de régulariser le faisceau électronique, tout en le concentrant, avant qu'il aille « bombarder » l'objet à observer. Puis le faisceau électronique qui a été modifié au passage par l'objet, subit l'action des lentilles optiques-électroniques, avant d'arriver sur l'écran d'observation, sur lequel apparaît l'image de l'objet.

Il va sans dire que la propagation des électrons, du faisceau électronique, ne s'effectue ici que dans le vide, d'où la nécessité de pomper l'air initialement emprisonné dans le microscope électronique.

Le grossissement du microscope électronique est de l'ordre de 200 fois celui du microscope optique...

Les centrales électriques de demain

Les besoins en énergie électrique vont sans cesse grandissants (la consommation d'énergie électrique double tous les dix ans).

De gros efforts sont entrepris dans la recherche de moyens nouveaux à utiliser, pour produire cette électricité qui intervient chaque jour davantage dans la vie des hommes.

Les centrales thermiques transforment l'énergie thermique de combustibles (charbon, fuel, gaz naturel) en énergie électrique. Les centrales nucléaires transforment en énergie électrique l'énergie thermique libérée par des réactions nucléaires dûment contrôlées. Les centrales hydrauliques transforment en énergie électrique l'énergie cinétique de la chute de l'eau des barrages (houille blanche des barrages de montagne, houille verte des usines marémotrices).

Peut-être nous aurons un jour en France des installations de production d'électricité à partir d'une technique toute nouvelle : *la magnétohydro-dynamique*.

Faisons passer dans une tuyère les gaz chauds provenant, par exemple, de la combustion de gaz naturel, en prenant le soin d'*ioniser* les gaz chauds produits à l'aide d'une semence ionisante (césium, potassium). Ioniser, c'est arracher des électrons aux atomes des gaz, transformant ces derniers en ions positifs et en électrons négatifs. Dans la

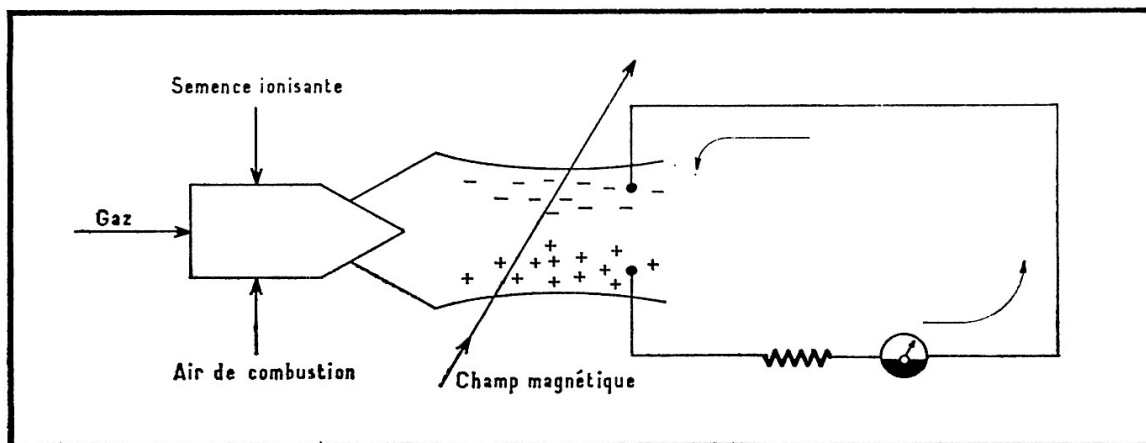


Fig. 25-11. — Le générateur magnétohydrodynamique (M.H.D.) ne comporte pas de pièces mécaniques en mouvement : il est, de ce fait, robuste.

tuyère (fig. 25-11), nous obtenons deux courants gazeux nettement différents, quant aux charges d'électricité qu'ils véhiculent. La zone supérieure est riche en électrons, c'est une zone négative ; la zone inférieure est riche en ions positifs, c'est une zone positive ; les deux zones sont conductrices de l'électricité. Nous avons en quelque sorte, dans la tuyère, deux courants gazeux, tous deux conducteurs de l'électricité ; nous sommes donc en présence de deux conducteurs mobiles. Soumettons-les à l'action du champ électromagnétique d'une bobine : les conducteurs, mobiles, deviennent le siège d'une force électromotrice. Plongeons, dans les veines gazeuses, deux électrodes qui sont reliées par une résistance, à l'extérieur de la tuyère : un courant électrique (continu) passe dans la résistance, se rendant de l'électrode plongée dans la zone positive, à l'autre électrode, plongée dans la zone négative.

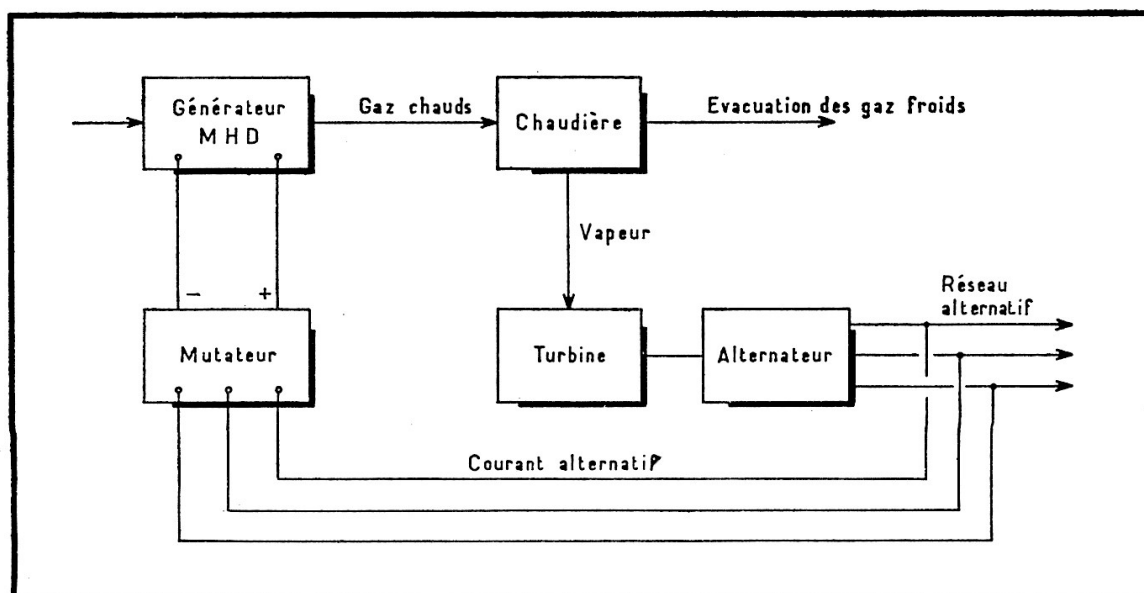


Fig. 25-12. — En couplant une installation M.H.D. avec une centrale thermique traditionnelle, on produit davantage d'électricité avec la même quantité de combustible.

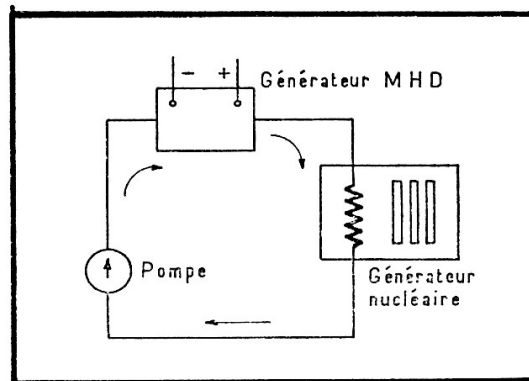
Voilà montré, en bref, le principe du générateur magnétohydrodynamique (M.H.D.).

Rien n'empêche de faire passer les gaz chauds, sortant du générateur, dans une chaudière, pour fabriquer de la vapeur, laquelle entraîne une turbine actionnant elle-même un alternateur, tout comme il est pratiqué dans une centrale thermique traditionnelle (fig. 25-12).

De cette façon on peut donc produire de l'électricité deux fois, pour une même quantité de gaz consommé : avec le générateur M. H. D. et avec l'alternateur de la centrale en aval, d'où un accroissement très sensible du rendement des centrales thermiques actuelles.

Le générateur M.H.D. produit un courant continu qu'il est très facile de transformer en courant alternatif à l'aide d'un *mutateur* (équipé de thyratrons).

Fig. 25-13. — Le gaz ionisé est déplacé par une pompe en circuit fermé. Avec ce procédé, on associe énergie thermique nucléaire et énergie M.H.D.



En variante du principe, on peut également faire circuler le gaz ionisé en circuit fermé, la chaleur nécessaire à l'ionisation sera fournie par un réacteur nucléaire (fig. 25-13).

Tout cela est entre les mains des électriciens, mais les électriciens reconnaissent volontiers qu'il s'agit bien d'électronique...

La télévision

La télévision exerce, sur l'information humaine, un poids énorme. Mais elle est également sollicitée, chaque jour davantage, dans l'industrie, puisqu'elle permet de contrôler, à distance, le fonctionnement d'un appareil, d'une installation. N'a-t-elle pas trouvé une application magnifique, dans les facultés, rendant possible à tout un auditoire de suivre une intervention chirurgicale, alors que cette faveur n'était, hier encore, réservée qu'à quelques privilégiés !

Qu'il s'agisse d'une chaîne de télévision diffusant des programmes, ou d'un circuit intérieur, dans tous les cas une *caméra* explore l'image, qu'elle transforme en signal électrique, tout comme le fait, dans son genre, un microphone qui transforme en signal électrique les sons à transmettre.

Le signal « image » est accompagné d'un signal de synchronisation qui, dans le récepteur, impose au système de balayage de l'écran par un point lumineux — le spot — de fonctionner en parfaite harmonie avec l'exploration de l'image à la prise de vue.

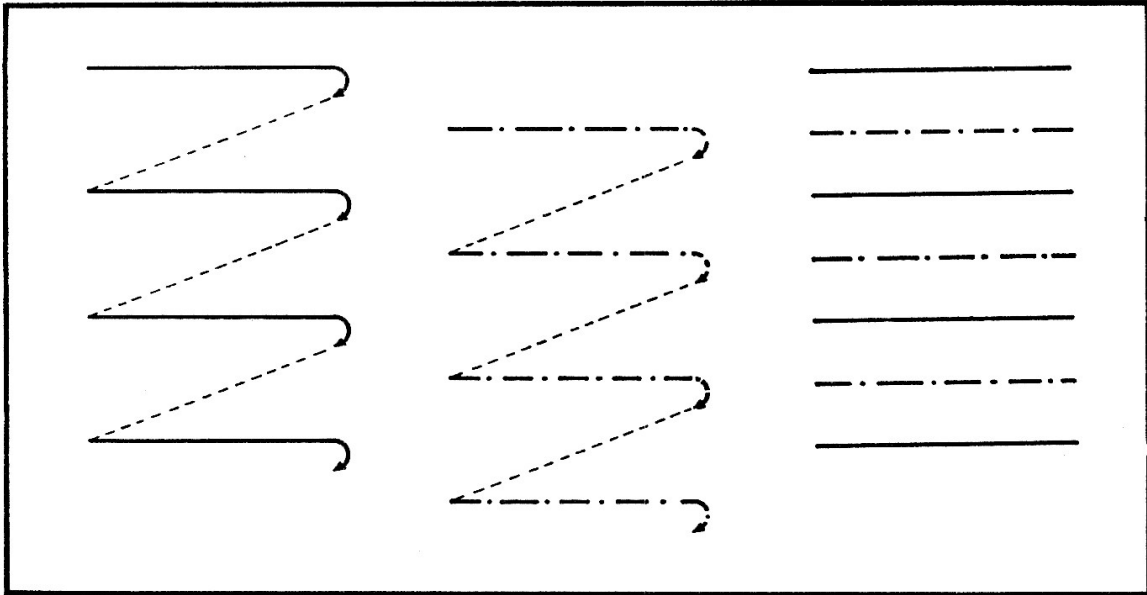


Fig. 25-14. — Le spot balaie l'écran de gauche à droite et de haut en bas. Deux demi-images sont reconstituées, formant une image complète.

En étudiant les tubes à rayons cathodiques, les cathoscopes, nous avons vu comment s'opère le balayage de l'écran par déviation méthodique du point d'impact des électrons sur l'écran du tube, point lumineux appelé spot. Le spot balaye donc l'écran du récepteur, de gauche à droite, sur une ligne, pour revenir ensuite tracer une nouvelle ligne en dessous de la première. La définition d'un système de télévision est le nombre de lignes, par seconde, décrites par le spot (fig. 25-14).

L'intensité lumineuse du spot est variable, ce qui fait que chaque ligne décrite par lui est une succession de points dont la teinte va du noir profond au blanc intense, en fonction du signal vidéo-fréquence de l'émission.

La fréquence du courant alternatif délivré par le secteur contribue au verrouillage énergétique de la synchronisation entre la reproduction de l'image sur l'écran du récepteur et la prise de vue par la caméra. Si la fréquence du secteur est de 50 périodes par seconde, le nombre d'images complètes reproduites par seconde est de 25 (50 demi-images interlignées). En définition 625 lignes, cela donne 25 fois 625 lignes par seconde sur l'écran.

Sans vouloir étudier à fond la structure d'un récepteur de télévision noir et blanc, jetons un coup d'œil sur le schéma-bloc reproduit à la figure 25-15.

L'antenne capte les signaux provenant de l'émetteur, pour les injecter dans un étage amplificateur. A la sortie de cet étage, s'opère un changement de fréquence, dont les avantages résident en la possibilité qu'il offre d'amplifier, dans les meilleures conditions, les signaux « son » et « vidéo-fréquence ». Ces signaux sont alors séparés, pour être amplifiés par deux chaînes. La première de ces chaînes amplifie, détecte le signal son, en vue de sa reproduction sonore par un haut-parleur, après une

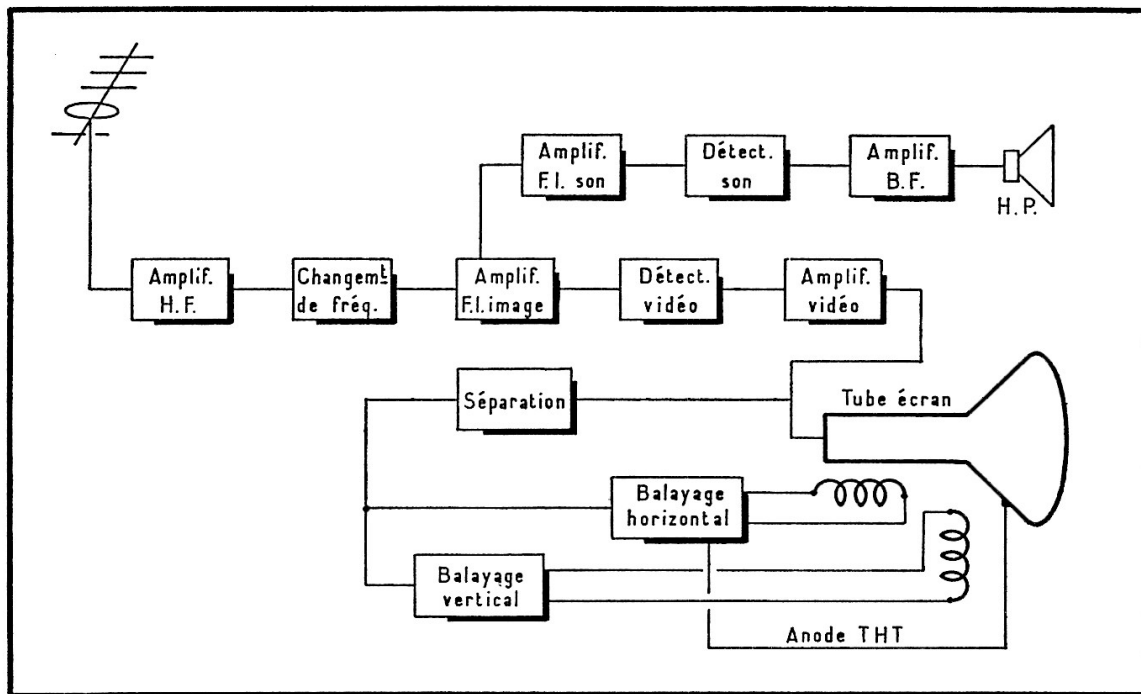


Fig. 25-15. — L'anode des tubes cathoscopes est alimentée sous une très haute tension, de l'ordre de 15 kV (15 000 volts).

amplification de basse fréquence. La seconde de ces chaînes amplifie le signal vidéo, en vue de la synchronisation du système de balayage de l'écran par le spot, dont l'intensité lumineuse est modulée par le signal vidéo.

Le balayage s'opère dans les deux sens : horizontal et vertical, à l'aide de bobines de déviation. Le signal de modulation du spot, en intensité lumineuse, est appliqué au wehnelt du tube écran (chapitre 18).

VERS LA TÉLÉVISION EN COULEURS

Pour la restitution de la couleur, l'exploration de l'image s'effectue au moyen de caméras sensibles à des teintes fondamentales, le bleu, le rouge, le vert.

Ainsi, trois signaux-teintes sont envoyés vers le récepteur, lequel dispose d'un tube-écran possédant trois cathodes qui servent, chacune, à la reproduction de l'image correspondante, quant à la teinte.

Le fond du cathoscope, l'écran, reçoit trois revêtements sensibles qui s'illuminent à la teinte à laquelle ils sont sensibles. Le mélange des trois teintes fondamentales reconstitue l'harmonie colorale de l'image.

Le laser

Les rayons lumineux déplacent des électrons dans les atomes de certains corps (chapitre 21). Les atomes récupèrent les électrons dits excités et, en retour, ils émettent de la lumière.

Lorsqu'un barreau de rubis de synthèse est stimulé par une décharge

lumineuse (fig. 25-16), les atomes du barreau sont excités et leur retour dans une position normale s'accompagne d'une émission lumineuse intense.

Le laser (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) est un appareil capable de produire, grâce à des éléments optiques et électroniques, un faisceau lumineux d'une concentration énormément élevée. La lumière émise est dite *cohérente*, en ce sens que le faisceau lumineux sortant de la face terminale du laser reste rigoureusement rectiligne, qu'elle est monochromatique et que les ondes sont en phase.

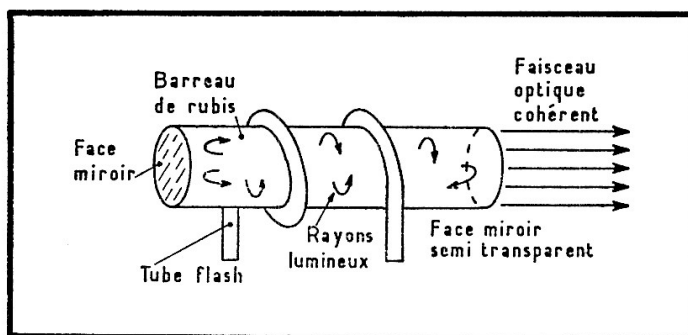


Fig. 25-16. — C'est un tube électronique à éclats, genre tube flash, qui est utilisé, ici, pour la stimulation du laser.

Une des faces terminales du barreau est traitée, optiquement, à la façon d'un miroir de très haute qualité ; elle renvoie donc, vers l'intérieur du barreau, les rayons lumineux qui arrivent sur cette face.

La face opposée est traitée en miroir semi-transparent, c'est-à-dire qu'elle autorise la sortie des rayons lumineux intenses, en réfléchissant les rayons faibles, vers l'intérieur.

Les rayons se réfléchissent sur la paroi cylindrique du barreau, ce qui fait que, par la seule face terminale semi-transparente, sort un faisceau lumineux intense.

La lumière émise par un laser est *monochromatique*, c'est-à-dire que tous les rayons lumineux émis ont la même longueur d'onde. Voilà qui explique pourquoi le faisceau du laser n'est pas décomposé par le prisme.

Il existe différents types de laser, à rubis, à gaz, à semiconducteurs.

De grands espoirs sont fondés sur l'avenir de cette géniale invention qu'est le laser. La densité d'énergie obtenue avec cet appareil est considérable, en raison de la concentration du faisceau émis.

Au cours d'expériences, il a été obtenu des concentrations de radiations d'intensité supérieure à celle du soleil !...

Certainement, nous verrons très bientôt les faisceaux des lasers emporter des messages à des distances aujourd'hui inaccessibles avec les moyens dont nous disposons. Les télécommunications bénéficieront amplement de ces faisceaux lumineux surpuissants, qui percent les couches supérieures atmosphériques, beaucoup plus facilement que les ondes radioélectriques... En modulant le faisceau émis par un laser, il est facile d'envoyer simultanément des quantités incroyables de messages avec une précision et une fiabilité dépassant tout ce qui a été obtenu jusqu'alors, au prix de tant d'efforts !

Voilà enfin le moment tant attendu : nous allons maintenant passer à la pratique.

Nous avons acquis de bonnes connaissances théoriques, suffisantes pour nous permettre de comprendre le fonctionnement, mais aussi pour élaborer nous-mêmes bien des montages. Il nous faut, en plus, concrétiser, matérialiser nos connaissances acquises, nous familiariser avec l'électronique pratique en réalisant des montages.

Ceux que nous vous invitons à construire sont des montages usuels, certes, mais sérieux. Nous les avons sélectionnés parmi tous ceux que nous connaissons bien pour les avoir personnellement étudiés et mis au point, nous pouvons donc garantir leur parfait fonctionnement.

Nous allons décrire et commenter quelques réalisations simples que chacun peut construire, pour le plaisir et la satisfaction.

Nous ajouterons qu'il est facile de se procurer, chez tous les vendeurs de pièces détachées, les composants nécessaires à leur construction (résistances, condensateurs, interrupteurs, fils, transistors, contacteurs, etc.).

UN PEU DE TECHNOLOGIE

Il existe des ouvrages spécialisés sur la technologie.

Nous nous limiterons volontairement ici à donner quelques brèves indications sur les composants utilisés dans nos montages dont nous allons donner la description.

Résistances

Résistances de valeur fixe

Elles se présentent sous la forme d'un petit cylindre muni de deux

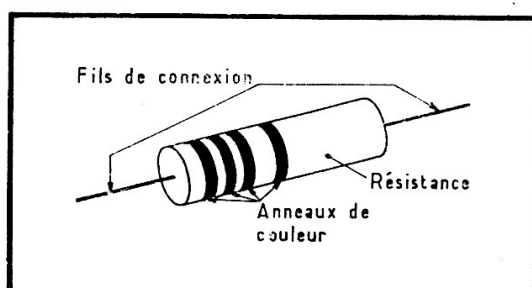


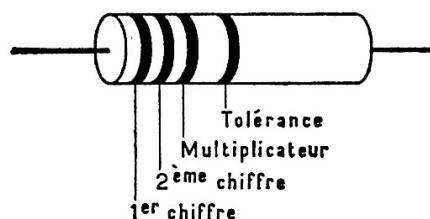
Fig. 26-1. — La valeur des résistance est marquée d'après le code des anneaux de couleur.

Fig. 26-2. — Les valeurs normalisées sont : 10 - 12 - 15 - 18 - 22 - 27 - 33 - 39 - 47 - 56 - 68 - 82 ohms et les mêmes valeurs multipliées par 10, 100, 1000, 10 000, jusqu'à 10 mégohms.

CODE DES COULEURS

Couleur	Chiffre	Multiplieur nombre de zéros
Noir	0	pas de zéro
Marron	1	1 zéro
Rouge	2	2 zéros
Orange	3	3 zéros
Jaune	4	4 zéros
Vert	5	5 zéros
Bleu	6	6 zéros
Violet	7	7 zéros
Gris	8	8 zéros
Blanc	9	9 zéros

Tolérance	
Sans marquage	20 %
Argent	10 %
Or	5 %



Exemple

1^{er} chiffre — rouge — 2
 2^{ème} chiffre — violet — 7
 3^{ème} chiffre, multiplicateur
 orange — 000

Il s'agit ici d'une résistance de :

27 000 ohms

Tolérance : argent — 10 % sur la valeur
 (27 000 Ω $\pm$ 10 %)

Marron, noir, noir :

1, 0, pas de zéro = 10 Ω

fils de connexion aux extrémités de la résistance. Leur grosseur est fonction de la puissance qu'elles peuvent dissiper (fig. 26-1).

La valeur des résistances est indiquée par le code des couleurs.

Chaque résistance possède quatre anneaux de couleur, à partir d'une extrémité. Les trois premiers concernent la valeur (en ohms) de la résis-

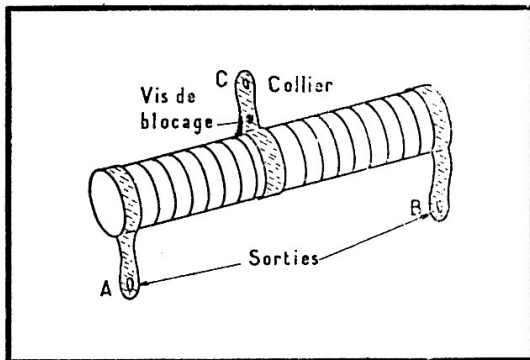


Fig. 26-3. — La résistance bobinée, à collier, est très commode pour la confection d'un pont diviseur de tension.

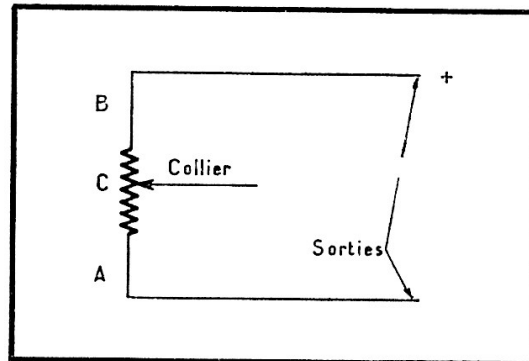
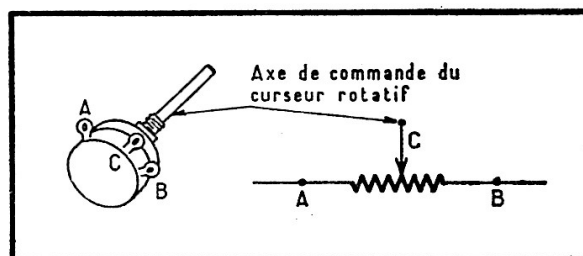


Fig. 26-4. — Une fois la tension ajustée, il suffit de bloquer en place le collier.

tance ; le quatrième renseigne sur la précision, la tolérance, en pourcentage de la valeur de la résistance (fig. 26 - 2).

Certaines résistances sont du type *bobinées* (fig. 26 - 3) ; elles sont constituées par un fil résistant enroulé sur un bâtonnet, elles permettent la dissipation de puissances plus importantes que les précédentes (4, 10, 15 W, etc.) Elles peuvent généralement recevoir un collier que l'on déplace et bloque à un endroit déterminé, on élabore ainsi un *pont diviseur de tension* (fig. 26 - 4). La valeur des résistances bobinées est écrite en chiffres.

Fig. 26-5. — L'axe de commande du potentiomètre est solidaire du curseur rotatif.



Résistances variables

On les appelle généralement *potentiomètres*, en raison de leur utilisation. Elles possèdent un curseur dont le déplacement est commandé par rotation de l'axe qui le porte (fig. 26 - 5).

Elles sont dites « ajustables » lorsque le curseur n'est pas manœuvrable manuellement. On place le curseur à la position désirée et on l'y laisse.

Condensateurs

Les condensateurs de faible capacité (de 0 à 100 000 pF) se présentent sous la forme de *plaquettes*, munies des deux fils de connexion des armatures. Ils peuvent également avoir une forme tubulaire (fig. 26 - 6).

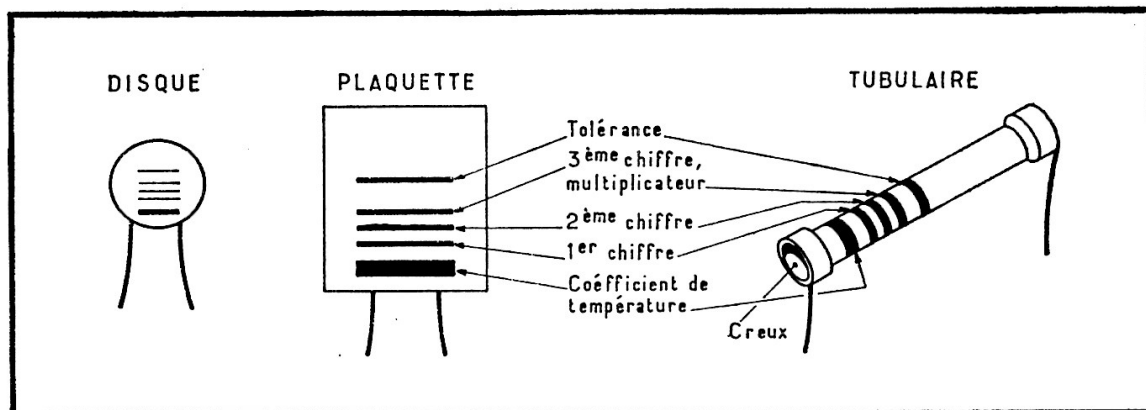


Fig. 26-6. — Le coefficient de température traduit la variation de capacité d'un condensateur en fonction de la température

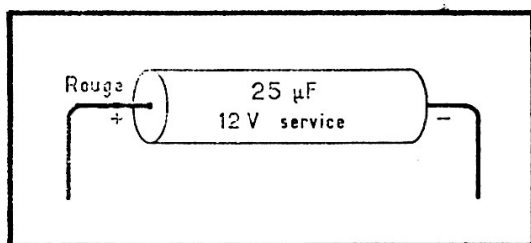


Fig. 26-7. — La tension de service du condensateur doit être choisie supérieure à la tension maximale à laquelle le condensateur sera soumis.

La capacité des condensateurs est indiquée par le code des couleurs, le même que celui utilisé pour indiquer la valeur des résistances.

Les condensateurs de forte capacité (quelques microfarads à quelques centaines de microfarads) sont du type *électrochimique* (fig. 26 - 7), ils sont alors polarisés. Il importe de veiller que leur électrode (positive), souvent repérée par un point rouge, soit reliée au point le plus positif par rapport

Fig. 26-8. — L'interrupteur est, généralement, fermé lorsque sa manette est en position (2), du côté des bornes de connexion.

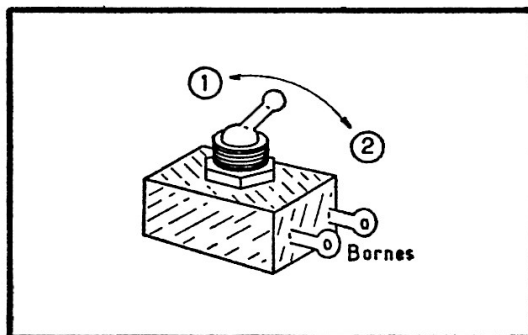
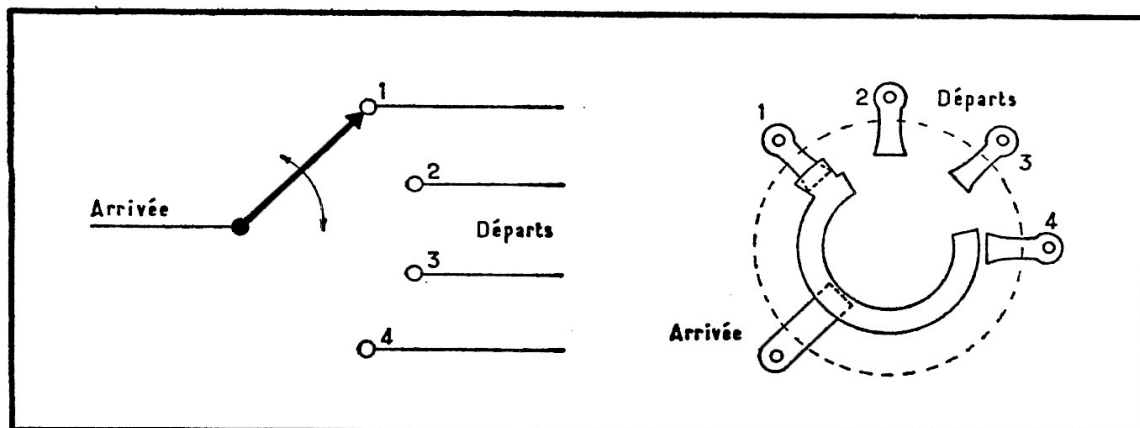


Fig. 26-9. — Représentation d'une galette de commutateur 1 circuit - 4 positions.



à celui auquel est reliée l'électrode moins. La valeur de la capacité des condensateurs électrochimiques est indiquée en chiffres et symboles, car les dimensions de ces composants sont assez importantes pour permettre l'écriture en chiffres.

Interrupteurs

Ils sont munis de deux cosses sur lesquelles on soude les extrémités des fils qui... aboutissent à l'interrupteur (fig. 26 - 8). La commande de l'interrupteur s'effectue par basculement de sa manette, laquelle peut occuper deux positions (1) et (2).

Contacteurs

Ils permettent de réaliser, à volonté, la connexion temporaire d'un point d'un circuit à différents points d'un autre circuit, (fig. 26 - 9). Ils possèdent des galettes munies des cosses « départ » et d'une cosse « arrivée ».

Fig. 26-10. — La pince à dénuder n'entame que la gaine, sans blesser le conducteur.

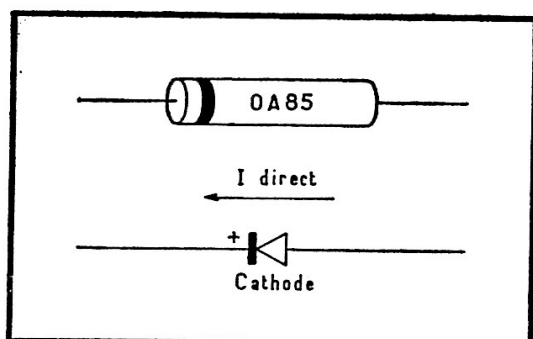
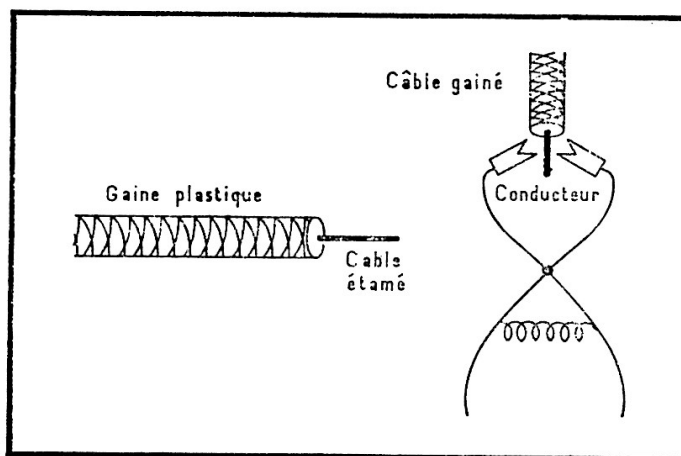


Fig. 26-11. — L'anneau de couleur est marqué du côté de la cathode de la diode semiconductrice (le courant direct sort par la cathode).

Il existe des contacteurs à plusieurs circuits, plusieurs directions, dont la commande s'effectue simultanément en tournant leur axe.

Fils de câblage

Les pinces coupantes et les pinces à dénuder sont très commodes pour préparer la longueur de fil nécessaire en mettant à nu le fil conducteur (fig. 26 - 10).

Diodes semiconductrices

Elles portent un anneau de couleur du côté « sortie » du courant direct (fig. 26 - 11).

Transistors

Les trois électrodes Émetteur, Base et Collecteur sont généralement disposées dans l'ordre des aiguilles d'une montre, mais il est des exceptions (fig. 26-12).

(Se faire préciser la correspondance des électrodes par le vendeur.)

Quant aux *voyants lumineux*, *boutons de commande*, *douilles et fiches bananes*, *pinces crocodiles*, leur emploi ne demande aucune recommandation particulière.

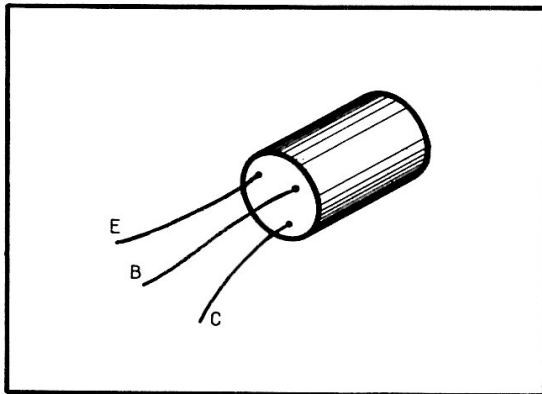
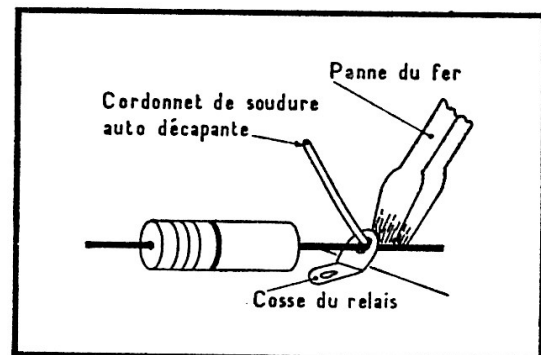


Fig. 26-12. — Brochage des transistors usuels.

Fig. 26-13. — Ce sont les pièces à souder, chauffées, qui fondent le cordonnet de soudure.



Soudure

Pour effectuer de bonnes soudures, il est indispensable de chauffer les pièces à assembler, propres, avec la panne du fer à souder, propre, étamée. La chaleur des pièces à souder fait fondre le cordonnet de soudure (du type à 60 % d'étain), que l'on présente aux pièces à souder ensemble, non pas au fer lui-même (fig. 26 - 13).

Une bonne soudure, une fois terminée, doit être brillante.

ANALYSEUR DE SEMICONDUCTEURS

Cet appareil permet de tester les semiconducteurs, de relever les caractéristiques statiques et dynamiques des diodes et transistors, de déterminer le gain en courant des transistors en montage émetteur commun. Il est, à notre avis, indispensable dans le petit « laboratoire » que chacun peut se constituer à peu de frais.

Il doit néanmoins être associé au contrôleur universel, appareil de mesure aux fonctions multiples, qui permet de mesurer des tensions et intensités.

Nous avons appris, au cours des chapitres 4 et 5, que, pour étudier le fonctionnement d'un transistor, il faut d'abord l'alimenter convenablement, c'est-à-dire en respectant conjointement ses polarités et celles des sources d'alimentation, puis relever les tensions entre les différentes électrodes du transistor ainsi que les intensités des courants qui passent dans ces électrodes. Ensuite, il suffit de faire varier une tension (par exemple, la tension E_b entre l'émetteur et la base) et d'observer quelles sont les répercussions sur les intensités et tensions aux différents points du montage.

Il est donc logique et commode d'alimenter la base et le collecteur du transistor étudié à partir de ponts diviseurs entre les bornes « + » et « - » de la source d'alimentation, comme le montre le schéma de la figure 27-1 se rapportant à un transistor du type *p-n-p*, en insérant dans

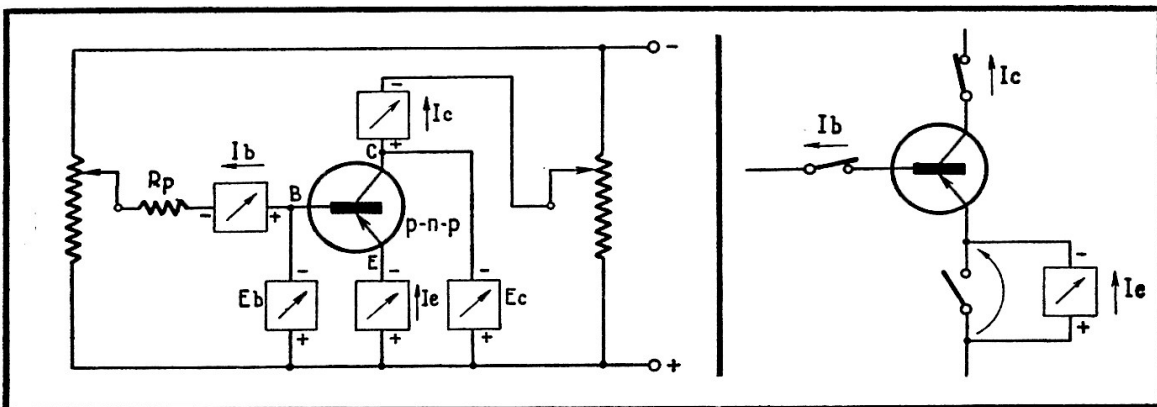


Fig. 27-1. — La résistance de protection R_p , dans le circuit de base, limite l'intensité du courant de base en dessous de la valeur dangereuse pour le transistor essayé.

Fig. 27-2. — En ouvrant l'interrupteur du circuit d'émetteur, on lit, sur le cadran du contrôleur, l'intensité du courant d'émetteur.

le circuit de la base une résistance de protection R_p ayant pour rôle de limiter l'intensité du courant de base en dessous de la valeur dangereuse pour le transistor, ce qui protège ce dernier contre les risques d'une fausse manœuvre éventuelle.

Mesure des intensités

Plaçons trois interrupteurs respectivement dans les circuits d'émetteur, de base et de collecteur (fig. 27-2). Ces interrupteurs permettent la mise sous tension ou hors tension des électrodes correspondantes. Lorsqu'un interrupteur est ouvert, mais qu'entre ses bornes se trouve branché, en parallèle, un milliampèremètre, le courant passe néanmoins dans l'électrode,

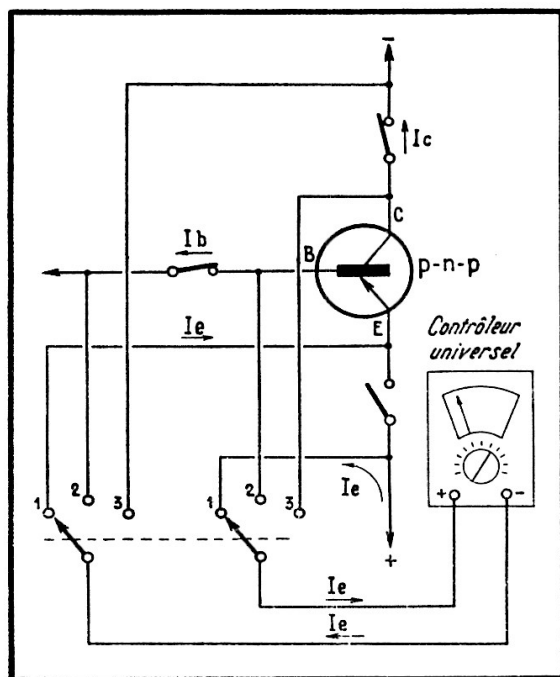


Fig. 27-3. — Toutes les mesures s'effectuent, par commutation, avec le même contrôleur.

par le milliampèremètre, dont l'aiguille dévie. En branchant donc l'appareil de mesure entre les bornes de l'interrupteur ouvert, l'alimentation de l'électrode correspondante est assurée, mais on mesure l'intensité du courant passant dans cette électrode.

Il va sans dire que la mesure de ces intensités peut fort bien s'effectuer à l'aide du même contrôleur (universel) dont les bornes d'entrée seront connectées à tour de rôle, grâce à un contacteur à galettes, aux bornes des interrupteurs desservant les électrodes dont on désire connaître l'intensité du courant qui les parcourt (fig. 27-3).

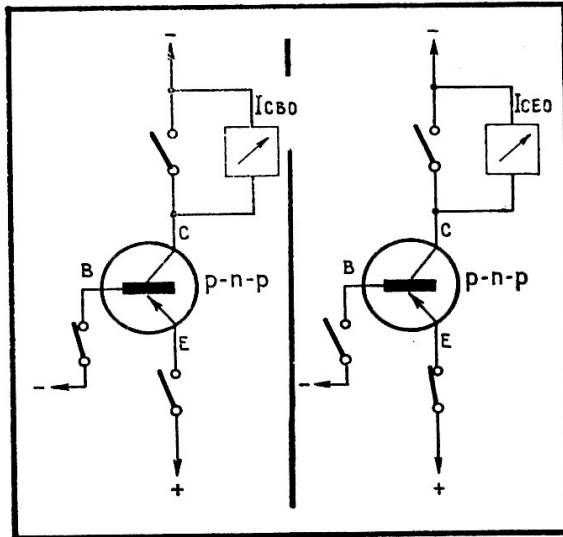
Evidemment, un reproche peut être fait au système, qui ne permet pas de suivre, simultanément, les variations des intensités des différents courants passant dans les électrodes, mais exige une exploration successive des différents circuits. En soi, cela n'a pas une grande importance, mais présente l'avantage, en fermant et en ouvrant les interrupteurs qui nous intéressent, d'alimenter deux électrodes sur trois.

Nous pouvons, par exemple, mesurer avec une très grande facilité le

courant I_{cbo} (courant de collecteur lorsque le collecteur et la base sont seuls alimentés) : il nous suffit de laisser ouverts les interrupteurs du collecteur et de l'émetteur, en fermant l'interrupteur de la base. L'appareil de mesure, commuté en milliampèremètre et sur le calibre voulu, est branché entre les bornes de l'interrupteur du collecteur (fig. 27-4).

Fig. 27-4 (à gauche). — Pour mesurer le courant I_{cbo} , il ne faut fermer que l'interrupteur du circuit de base.

Fig. 27-5 (à droite). — La mesure du courant I_{ceo} est aussi facile à effectuer que la précédente.



Nous pouvons, également, mesurer le courant I_{ceo} (courant de collecteur, le collecteur et l'émetteur étant seuls alimentés) avec autant de commodité : nous laisserons ouverts les interrupteurs de la base et de l'émetteur, l'interrupteur du collecteur étant fermé. L'appareil de mesure, en milliampèremètre, sera branché entre les bornes de l'interrupteur de l'émetteur (fig. 27-5).

Ces deux exemples laissent prévoir la commodité de notre analyseur pour déceler les courts-circuits entre les électrodes d'un transistor.

L'essai ne demande que la très banale manœuvre d'interrupteurs et la mise en position voulue du bouton flèche qui commande le commutateur « Mesure ».

Mesure des tensions

Pour mesurer les tensions que nous désirons connaître, nous utiliserons le même procédé de commutation des bornes d'entrée du (même) contrôleur en position « Voltmètre », sur le calibre convenable, aux points intéressants du montage : tension d'alimentation, tension du collecteur, tension de base.

Inversion p n p - n p n

Chacun sait que les propriétés des transistors *p-n-p* et *n-p-n* sont les mêmes, aux polarités près. Il nous suffit, à l'aide d'un inverseur, d'invertir les pôles « + » et « - » de la source d'alimentation, pour passer du montage initial propre aux transistors *p-n-p* au montage correspondant aux transistors *n-p-n*.

Or, il se trouve que nous devons, en même temps, inverser les bornes du contrôleur, aussi bien pour la mesure des intensités (les courants circulant maintenant dans le sens opposé à celui de tout à l'heure, dans le cas des transistors *p-n-p*), que pour la mesure des tensions, dont toutes les polarités sont inversées (fig. 27-6).

Nous devons donc prévoir un inverseur double, à quatre circuits, deux positions, qui nous permettra d'inverser les deux circuits, « + » et « - » de la source d'alimentation, en même temps que les deux circuits conduisant à l'entrée du contrôleur universel, suivant que nous essaierons des transistors *p-n-p* ou *n-p-n* (fig. 27-7).

Comme il peut être intéressant d'alimenter notre analyseur à l'aide d'une source d'alimentation extérieure (l'alimentation incorporée étant assurée par un coupleur de deux piles standard de 4,5 volts en série, soit 9 V), nous utiliserons de préférence un contacteur à 4 circuits, 4 positions, les deux premières positions (1 et 2) correspondant à l'alimentation incorporée, pour les transistors *p-n-p* et *n-p-n*, les deux autres positions (3 et 4) correspondant à l'alimentation extérieure, pour les transistors de ces deux types.

Nous en arriverons ainsi au schéma général qui est reproduit à la figure 27-7. On remarquera que le commutateur « Mesure » comporte deux circuits aboutissant aux bornes du contrôleur, par l'intermédiaire du

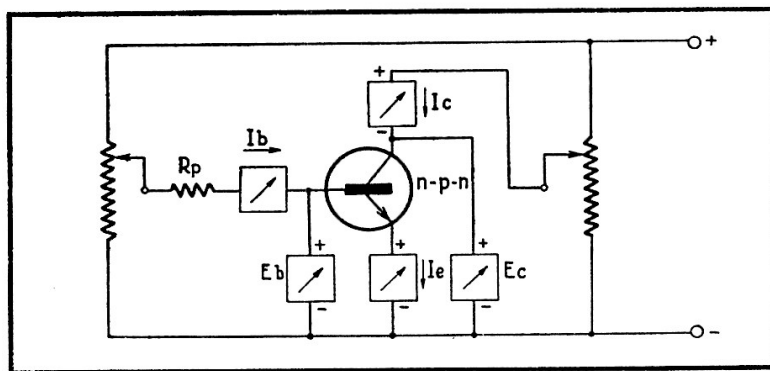


Fig. 27-6. — Pour passer aux essais sur les transistors *n-p-n*, il suffit d'inverser les polarités de la source d'alimentation, ainsi que les circuits conduisant à l'appareil de mesure, comparativement au montage utilisé pour les transistors *p-n-p*.

contacteur « Alimentation », pour l'inversion des polarités. Le commutateur « Mesure » comporte 2 circuits, à 6 positions, qui correspondent aux mesures suivantes :

- 1) intensité du courant d'émetteur
- 2) intensité du courant de base
- 3) intensité du courant de collecteur
- 4) tension émetteur-base
- 5) tension émetteur-collecteur
- 6) tension aux bornes de la source d'alimentation.

Il peut sembler superflu, en effet, de mesurer la tension entre le collecteur et la base, puisque la valeur de cette tension est tout simplement la différence entre la valeur de la tension émetteur-collecteur et la tension émetteur-base. Nous avons préféré, en position 6 de notre contacteur, mesurer la tension aux bornes de la source d'alimentation, ce qui s'est révélé, à l'usage, fort utile.

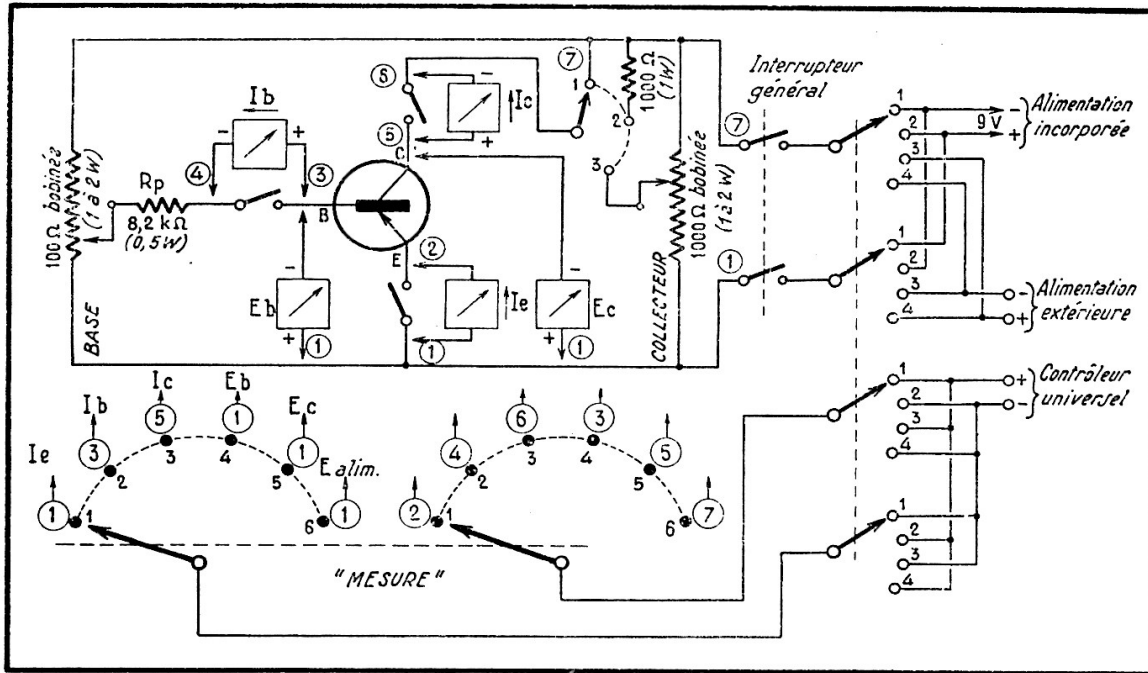


Fig 27-7. — Voici le schéma général de l'analyseur aux étonnantes possibilités. Pour les deux circuits supérieurs du contacteur de droite les positions se répartissent comme suit :

- 1-3 : p-n-p. Courant direct ;
- 2-4 : n-p-n. Courant inverse ;
- 1-2 : Alimentation incorporée ;
- 3-4 : Alimentation extérieure.

Charge du collecteur

Nous avons opté pour un commutateur à 1 circuit, 3 positions, qui nous permet de relier le collecteur à la ligne d'alimentation (pôle « — ») dans le cas de transistors *p-n-p*, « pôle « + » dans le cas des *n-p-n* et cela automatiquement, à l'aide du contacteur « Alimentation », soit directement, soit par l'intermédiaire d'une résistance de charge de $1000\ \Omega$, $1\ \text{W}$, soit par le curseur du potentiomètre bobiné de $1000\ \text{ohms}$, qui sert de pont diviseur entre les lignes « + » et « — » de l'alimentation. Ce dispositif nous permet d'alimenter le collecteur sous tension constante ou à intensité constante, par retouches successives du bouton qui commande la position du curseur du potentiomètre.

Exemple d'utilisation de l'analyseur : détermination du gain en courant β

Supposons que nous avons à contrôler un transistor *p-n-p*. Nous plaçons le transistor sur le support prévu à cet effet ; mettons le commutateur « Alimentation » en position 1, si nous nous servons des piles incorporées, ou en position 3, si nous utilisons l'alimentation extérieure. Fermons

l'interrupteur général, ainsi que les interrupteurs « Emetteur », « Collecteur » et « Base ». Nous plaçons le commutateur « Mesure » sur la position I_b (courant de base), le contrôleur étant, bien entendu, relié à l'analyseur, avec son commutateur propre en regard du calibre « Intensité » approprié, 1 mA par exemple. Ouvrons l'interrupteur « Base ». Le courant de base passe alors dans le contrôleur et nous pouvons ajuster son intensité à 0,05 mA, par exemple en manœuvrant le bouton du potentiomètre « Base ». Fermons l'interrupteur « Base », plaçons le commutateur « Mesure » sur la position I_c (courant de collecteur), mettons le commutateur propre du contrôleur sur le calibre 10 mA (par exemple) et ouvrons l'interrupteur « Collecteur ». Nous lisons alors la valeur I_c du courant de collecteur correspondant à un courant de base de 0,05 mA. Divisant la valeur de I_c , exprimée en milliampères, par 0,05 mA, nous obtiendrons le gain en courant β du transistor, exprimé par le rapport de l'intensité du courant de collecteur I_c à l'intensité I_b du courant de base qui lui correspond.

Les possibilités de l'analyseur

Nous dirons que notre appareil s'est révélé fort commode pour effectuer le *relevé des caractéristiques statiques* de nombreux transistors de faible et moyenne puissance, caractéristiques $I_c = f(E_c)$ pour I_b et E_b constantes, c'est-à-dire courbes représentatives, les plus utiles, des variations de l'intensité du courant de collecteur I_c en fonction de la tension émetteur-collecteur E_c pour des valeurs différentes, mais constantes de l'intensité du courant de base I_b , ou encore pour des valeurs différentes (mais constantes) de la tension émetteur-base E_b .

Comme notre analyseur a été équipé d'un commutateur permettant d'intercaler, dans le circuit de collecteur, une résistance de charge, nous pouvons avec autant de facilité, relever les *caractéristiques dynamiques*, c'est-à-dire les réseaux de courbes correspondant au fonctionnement du transistor avec une charge dans le circuit de collecteur.

Notre analyseur permet d'étudier les *diodes semiconductrices*, dont les fils de sortie seront connectés aux bornes « Emetteur » et « Base ». En position 1 ou en position 3 du commutateur « Alimentation », selon que nous utilisons la source d'alimentation incorporée ou une source extérieure, nous mesurerons le *courant direct* passant dans la diode, si nous fermons l'interrupteur « Base » et laissons ouvert l'interrupteur « Emetteur », le commutateur « Mesure » étant placé en position I_c . En plaçant ensuite le commutateur « Alimentation » en position 2 ou 4 (suivant la source d'alimentation utilisée, incorporée ou extérieure) nous mesurerons le *courant inverse* dans la diode. Il va sans dire qu'il est possible de mesurer la chute de tension dans la diode (mesure de la tension émetteur-base), etc.

Si nous voulons mesurer l'intensité du courant passant dans une *photodiode*, il nous suffit, *l'interrupteur général restant ouvert*, de brancher les électrodes de cette photodiode entre les bornes « Emetteur »

et « Collecteur », le commutateur « Charge du collecteur » étant placé en position 1, correspondant à une charge nulle. L'interrupteur « Emetteur » étant ouvert, nous plaçons le commutateur « Mesure », sur la position I_c et lisons l'intensité du courant passant dans la photodiode. Une variation de l'éclairement de la photodiode ayant pour effet de faire varier l'intensité du courant qui la traverse, voilà une petite expérience fort intéressante.

Nous nous limiterons volontairement, ici, dans l'énumération des exemples d'utilisation de notre analyseur. Nous sommes persuadés que votre imagination saura utiliser pleinement les possibilités innombrables, nous ne craignons pas de le dire, de ce petit appareil.

Nomenclature des composants nécessaires pour la construction de cet appareil

Résistances

- 1 : 1 k Ω , 1 W (marron-noir-rouge)
- 1 : 8,2 k Ω , $\frac{1}{2}$ W (gris-rouge-rouge)

Potentiomètres bobinés

- 1 : 100 Ω , 1 à 2 W
- 1 : 1 k Ω , 1 à 2 W

Interrupteurs

- 1 : bipolaire (général)
- 3 : unipolaires.

Contacteurs

- 1 : à 2 circuits - 6 positions (mesure)
- 1 : à 4 circuits - 4 positions
- 1 : à 1 circuit - 3 positions
- 4 douilles isolées
- 1 support pour transistor
- 2 boutons ordinaires (pour les potentiomètres)
- 2 boutons-flèches (pour les contacteurs)

Fil de câblage, 1 coffret au goût de chacun... 2 piles 4,5 V et leur coupleur.

ALIMENTATION STABILISEE

Les transistors exigent, pour leur fonctionnement, des sources d'alimentation en courant continu. Ce courant est fourni par des piles, ou encore de petites batteries d'accumulateurs qu'il faut recharger.

Une alimentation stabilisée, fournissant du courant continu à partir du secteur alternatif, rend des services très appréciables, en laboratoire ou... pour les travaux à domicile. Elle permet d'économiser des piles, dont l'emploi reste néanmoins tout indiqué dans les appareils portables, nous débarrassant alors de cette servitude du fil (secteur) à la patte... au cours des déplacements à l'extérieur.

Il vous est bien facile de construire cette alimentation secteur...

Principe du redressement et du filtrage

Nous savons que les diodes (semiconductrices ou tubes à vide) possèdent cette intéressante propriété de laisser passer très facilement le courant électrique dans un sens, le sens direct, celui de leur conduction facile. Par contre, elles s'opposent au passage du courant en sens inverse (fig. 28-1).

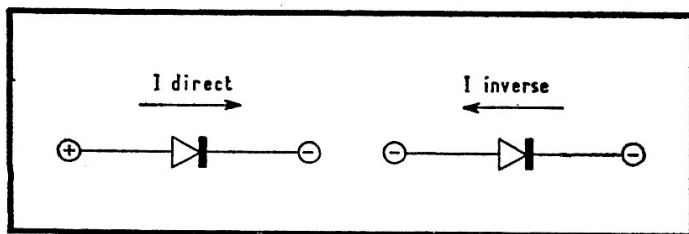


Fig. 28-1. — En alimentation directe, la diode admet un courant d'intensité importante. Par contre, l'intensité du courant inverse est très faible

Alimentons en courant alternatif une cellule à 4 diodes redresseuses en pont (fig. 28-2). Les diodes ne tolèrent le passage du courant que dans le sens indiqué par les flèches. Ainsi, les bornes A et B de la cellule de redressement correspondent aux pôles « + » et « — » d'un générateur de courant continu.

Cependant, le courant délivré par tout système redresseur n'est pas du courant rigoureusement continu, il est pulsé (fig. 28-3), parce qu'il est formé d'une série d'impulsions provenant de la pulsation du courant alternatif qui alimente le redresseur. Aussi convient-il de le réguler, avant qu'il n'entre dans les appareils alimentés.

Fig. 28-2. — Le courant redressé sort par la borne A (+) pour rejoindre la borne B, en alimentant au passage l'appareil d'utilisation (représenté schématiquement par une résistance).

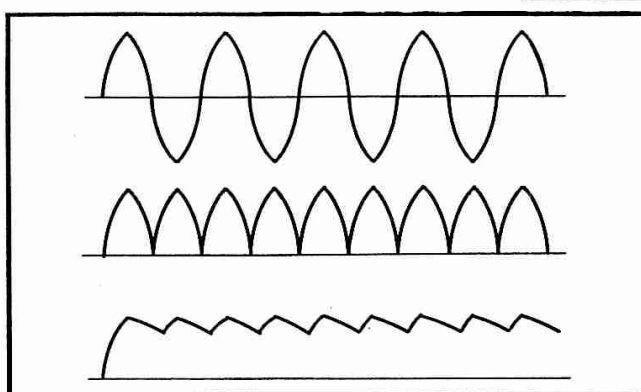
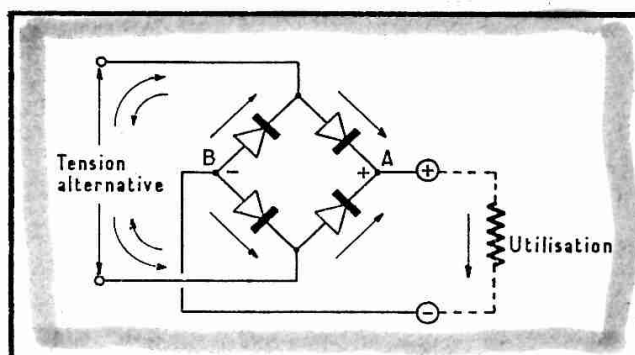


Fig. 28-3. — Le courant alternatif est d'abord transformé en courant pulsé par les redresseurs. Le condensateur lui donne ensuite une allure ondulée.

Pour atténuer l'ondulation de la tension à la sortie du pont redresseur, faisons appel à un condensateur de forte capacité, lequel se charge pendant les « crêtes » de tension pour restituer, pendant les « creux », l'électricité emmagasinée. Le courant disponible est, de ce fait, moins entaché d'ondulation.

Nous allons toutefois améliorer considérablement les résultats obtenus par l'adjonction d'une diode Zener et d'un transistor (fig. 28-4).

Nous avons vu, au cours du chapitre 2, que la diode Zener, en alimentation inverse, présente cette intéressante particularité d'offrir une tension

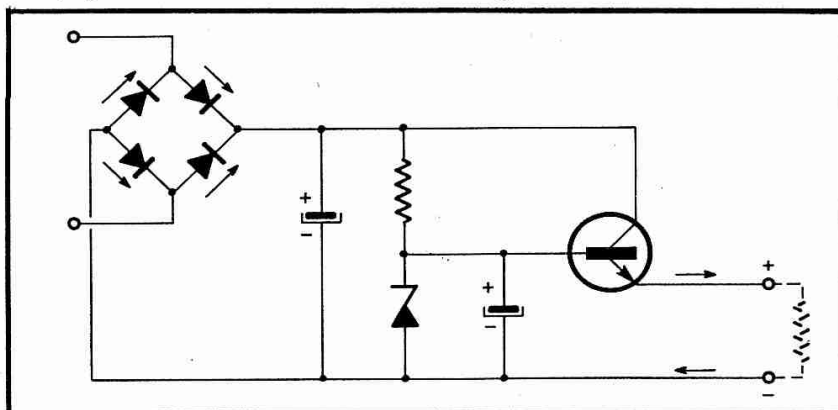


Fig. 28-4. — Le potentiel de l'émetteur du transistor n-p-n est stabilisé.

constante (tension de Zener) entre ses bornes. Nous limiterons le courant inverse traversant la diode à l'aide d'une résistance montée en série avec elle, pour que l'intensité du courant inverse reste en dessous de la valeur dangereuse (ordinairement 10 milliampères).

Ainsi, entre les bornes C et D, nous disposons d'une tension fixe, celle de référence de la diode, que nous rendrons parfaitement stable si nous prenons la précaution de monter, en parallèle avec la diode Zener, un autre condensateur qui débarrassera la tension des résidus d'ondulation encore présents en ce point.

Branchons maintenant un transistor *n-p-n* comme indiqué à la figure 28-4. La base de ce transistor est soumise au potentiel (positif) stabilisé délivré par la diode Zener, le collecteur de ce même transistor est relié au pôle + de l'alimentation (point A).

Le courant, entrant dans le transistor par le collecteur, sort par l'émetteur, pour aller boucler son circuit en rejoignant le pôle — de l'alimentation, en passant par la charge, c'est-à-dire la résistance propre offerte par le montage alimenté.

L'émetteur du transistor constitue bien la borne + de notre alimentation, il se comporte en effet comme la borne + d'un générateur, de laquelle sort le courant électrique pour aller rejoindre la borne — du générateur, en traversant le récepteur.

Le potentiel de l'émetteur se trouve à un potentiel très voisin de celui de la base, légèrement inférieur, d'environ 0,3 volt. à 0,6 volt.

Un accroissement de la consommation du récepteur alimenté a pour effet de faire chuter le potentiel de l'émetteur, ce qui fait que la tension entre base et émetteur augmente. Il en résulte un accroissement du courant passant dans le transistor, d'où une compensation de la chute du potentiel de l'émetteur, avec augmentation du débit du courant fourni au récepteur.

Inversement, une réduction de la consommation fait monter le potentiel de l'émetteur, qui se rapproche ainsi de celui de la base, il en résulte une diminution du courant passant dans le transistor et destiné au montage alimenté, le récepteur.

Ainsi, dans une large mesure, la tension disponible aux bornes de l'alimentation se trouve stabilisée, malgré les variations dans l'intensité du courant débité, pour une plage assez étendue des variations de la tension du secteur alternatif auquel est branchée l'alimentation.

Il est encore possible d'éliminer de minimes pulsations résiduelles de tension à la sortie de l'alimentation, en connectant un condensateur entre les bornes de sortie.

Réalisation pratique

Rien ne s'oppose à ce que nous montions trois transistors en parallèle, lesquels nous assureront d'un débit plus important. Pour compenser la dispersion des caractéristiques de ces composants, qui ne sont pas rigoureusement identiques, nous mettrons en série dans les sorties des émetteurs des résistances de valeur $0,4 \Omega$, de puissance 2 watts, ce qui équilibrera le système (fig. 28-5).

Ainsi, notre alimentation sera capable de débiter un courant de 600 milli-ampères sous une tension stabilisée de 9 volts, elle pourra alimenter bon nombre de petits montages intéressants.

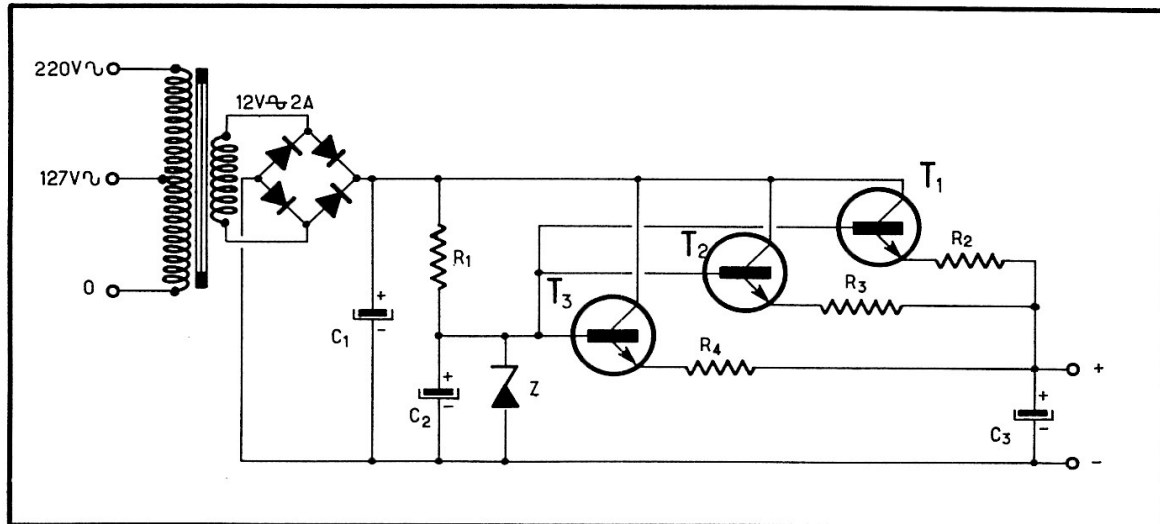


Fig. 28-5. — Monter trois transistors en parallèle permet un débit beaucoup plus important.

Nomenclature des composants utilisés pour la construction de l'alimentation stabilisée

R1 : résistance de 330 Ω 1/2 watt

R2-R3-R4 : résistances de 0,4 Ω , 2 watts

C1-C2-C3 : 3 condensateurs électrochimiques de 470 microfarads, tension de service 25 volts

D1-D2-D3-D4 : diodes 2 ampères, tension inverse 50 volts

Z : diode Zener 9,2 volts, puissance 1 watt

T1-T2-T3 : transistors 2N 1711, ou 2N 1613

Transformateur 110, 220/12 volts, 2 ampères.

CLIGNOTANT A TRANSISTORS

Voici une petite réalisation très intéressante.

En matière de signalisation optique, l'efficacité du double feu clignotant est surprenante. A vous donc de construire une petite lanterne équipée de deux lampes qui s'allument alternativement, chacune d'elles étant allumée alors que l'autre est éteinte et inversement.

Nous avons étudié, au cours du chapitre 12, le multivibrateur astable.

Rappelons qu'un multivibrateur astable est un système symétrique équipé de deux transistors, dont chacun amplifie le signal sortie de l'autre. Lorsque l'un des transistors conduit, son courant de collecteur est important, c'est la saturation. Mais l'autre transistor, lui, est bloqué, son courant de collecteur est nul.

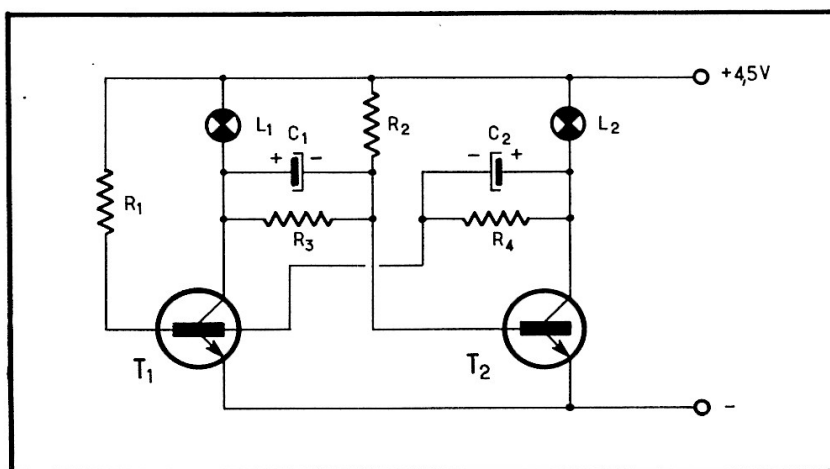


Fig. 29-1. — Les filaments des lampes L_1 et L_2 constituent les résistances de charge des collecteurs des transistors T_1 et T_2 .

Cet état n'est pas stable, le multivibrateur bascule très vite, le transistor qui conduisait (saturé) se bloque alors que l'autre, qui était bloqué, se met à conduire. Pour très peu de temps, cependant, car un nouveau basculement ramène l'ensemble à l'état initial, jusqu'à ce qu'un nouveau basculement... Cela se produit sans cesse, jusqu'à ce que les piles qui alimentent le multivibrateur soient usées.

Nous avons mis au point un multivibrateur astable, utilisant deux transistors d'un type absolument courant.

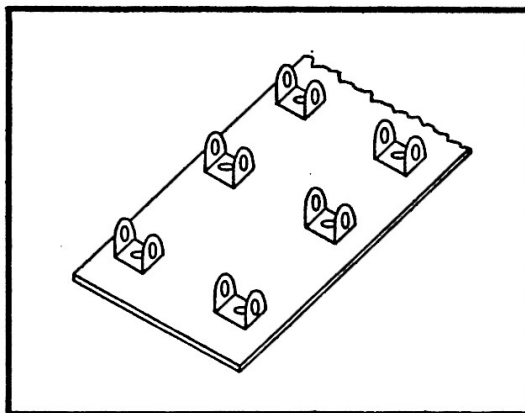
Les résistances de charge des collecteurs des transistors du multivibrateur sont, tout simplement, les résistances des filaments de très banales lampes qui équipent les torches pour éclairage portatif.

Lorsque les transistors conduisent, chacun à son tour, le courant de leur collecteur est important, puisque les transistors sont alors saturés.

L'intensité du courant de collecteur, à la saturation, correspond à 0,1 A, intensité requise pour l'illumination des filaments des lampes.

De ce fait les lampes s'allument alternativement, à la fréquence des basculements du multivibrateur.

Fig. 29-2. — La barrette à cosses est très commode pour effectuer des montages expérimentaux.



La réalisation n'offre aucune difficulté. Le montage s'effectue aisément à l'aide d'un élément de plaquette à cosses relais, accessoire très commode pour l'expérimentation (fig. 29-2).

Une seule recommandation à exprimer : veiller à respecter la polarité des deux condensateurs électrochimiques utilisés. L'électrode « plus » de ces composants est connectée au collecteur des transistors.

Nomenclature des composants utilisés pour la construction du clignotant

R1-R2 : résistances 6,8 k Ω , 1/2 watt
 R3-R4 : résistances 2,2 k Ω , 1/2 watt
 C1-C2 : condensateurs électrochimiques 200 μ F, 12 volts
 L1-L2 : lampes 3,5 volts, 0,1 ampère
 T1-T2 : transistors 2N 1613
 2 voyants-hublots pour les lampes
 1 interrupteur
 Fil de câblage.

TEMPORISATEUR

Ce petit appareil que nous vous proposons de construire est remarquable par sa fiabilité. Il trouvera de nombreuses utilisations, servant par exemple à allumer une lampe pendant un temps déterminé, en quel cas il devient une excellente minuterie qui commande l'éclairage d'une cage d'escalier.

Principe

Reportons-nous au schéma reproduit à la figure 30-1. Le fait de presser le bouton I_1 (du genre bouton de sonnette) provoque le passage du courant dans la bobine du petit relais. Ce relais est alors excité, il ferme son contact A et se trouve auto-alimenté, assurant le maintien sous tension du montage proprement dit, le bouton-poussoir peut être relâché. Une impulsion sur le bouton-poussoir suffit donc à mettre en marche le dispositif.

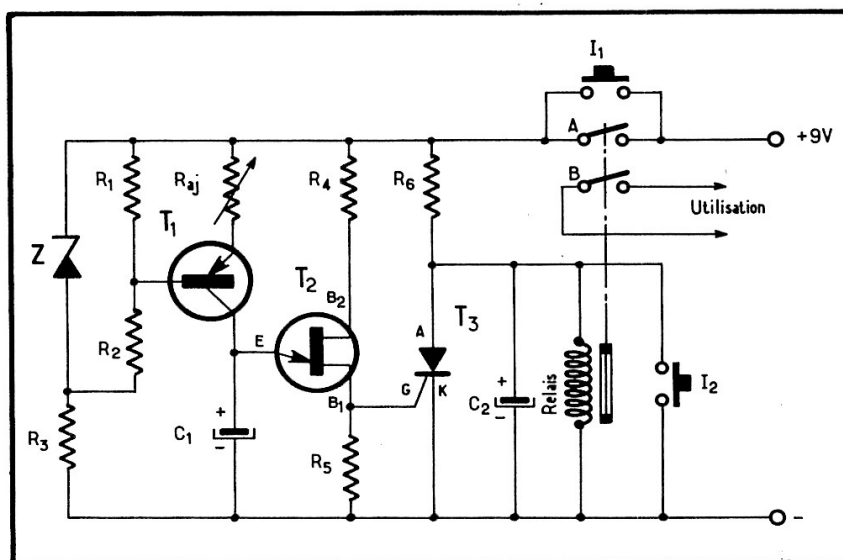


Fig. 30-1. — Une impulsion positive appliquée sur la gâchette du thyristor fait retomber le relais.

Le contact B assure le maintien sous tension de l'appareil à alimenter pendant la temporisation prévue.

Le transistor T_1 , du type $p-n-p$, voit sa base soumise à un potentiel fixe, stable par rapport à son émetteur, lequel est évidemment relié au pôle + de l'alimentation (il s'agit d'un transistor $p-n-p$). Le potentiel de la base est en effet défini par la tension constante entre les bornes de la diode Zener, par l'intermédiaire du diviseur de tension constitué par les résistances R_1 et R_2 . Entre l'émetteur et la base du transistor règne une tension constante (voisine de 0,6 volt), ce qui fait que le potentiel d'émetteur est stable, par rapport au pôle + de l'alimentation. La résistance R_{aj} est par conséquent

branchée entre deux points soumis à des potentiels fixes, qui sont celui du pôle + de la source d'alimentation et celui de l'émetteur, elle est forcément parcourue par un courant d'intensité constante qui est le courant d'émetteur.

Le courant de collecteur ayant pratiquement la même intensité que celui de l'émetteur, ce même courant vient charger le condensateur C_1 sous intensité constante, ce qui fait que la tension entre les bornes (les armatures) du condensateur C_1 , croît linéairement dans le temps qui s'écoule.

Lorsque le potentiel de l'armature + du condensateur atteint le seuil de conduction du transistor unijonction, ce dernier devient alors brutalement conducteur, il apparaît évidemment une chute de tension dans la résistance R_5 . Sur l'électrode B_2 du transistor unijonction se recueille une impulsion positive, puisque la résistance R_2 est parcourue par un courant qui se dirige vers le pôle - de la source d'alimentation.

L'impulsion positive est appliquée sur l'électrode de commande du thyatron solide (thyristor) qui devient alors brutalement conducteur. Le thyristor est monté en parallèle avec la bobine du relais, le courant qui passait dans la bobine du relais trouve alors un chemin direct à travers le thyristor pour atteindre le pôle - de la source d'alimentation, le relais est désexcité, il retombe.

A ce moment précis les contacts A et B du relais se rouvrent, eux qui avaient été maintenus fermés pendant toute la durée du phénomène, gardant alimentés le montage proprement dit et l'appareil (la lampe), nous nous retrouvons dans les conditions initiales, une nouvelle pression sur le bouton I_1 remettra en service le temporisateur, pour un cycle.

Quant au bouton-poussoir I_2 , qui assure la même fonction que celle du thyristor, il permet d'écourter la temporisation, par intervention manuelle, le cas échéant, ramenant le montage au repos.

La valeur de la résistance ajustable R_{aj} sera déterminée expérimentalement, un accroissement de sa valeur entraîne un allongement de la temporisation.

En principe, une valeur de R_{aj} de 1 M Ω conduit à une temporisation d'une trentaine de secondes, la durée de la temporisation est directement proportionnelle à la valeur de R_{aj} .

Le condensateur C_2 a pour rôle d'empêcher l'amorçage du thyristor au moment de la mise en service du temporisateur, maintenant son électrode, sa gâchette, à un potentiel inférieur au seuil de déclenchement.

Ce montage se contente d'une alimentation par deux (ou trois) piles 4,5 volts en série, sa consommation est nulle au repos. Il peut également être alimenté par l'alimentation stabilisée que nous vous avons présentée.

Nomenclature des composants utilisés à la construction du temporisateur

R1-R2 : résistances de 1,5 k Ω 1/2 watt

R3 : résistance de 470 Ω 1/2 watt

R4-R5 : résistances de 100 Ω 1/2 watt

R6 : résistance de valeur égale à environ la moitié de celle de la bobine du relais utilisé

C1 : condensateur électrochimique au tantale 10 microfarads, tension de service 25 volts

C2 : condensateur électrochimique ordinaire 1000 microfarads, tension de service 25 volts

T1 : transistor 2N 2905 (ou équivalent)

T2 : transistor unijonction 2N 1671 B

T3 : thyristor 2N 1595

Z : diode Zener 4,7 volts 1/4 watt.

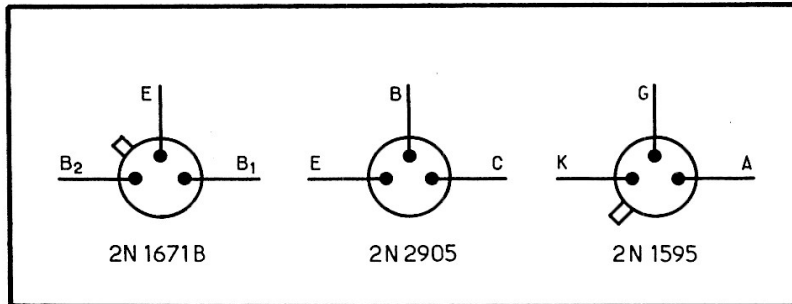


Fig. 30-2. — Brochage des transistors utilisés pour le montage du temporisateur.

Relais dont la bobine est alimentée sous 6 volts, la valeur de la résistance de la bobine gouverne la détermination de la valeur de la résistance R_6 (voir à R_6). Ce relais comportera deux contacts repos-travail, pouvant « couper » un courant de 1 ampère sous 127 volts.

Si nous désirons alimenter un appareil électrique important, le petit relais servira à mettre sous tension la bobine d'un relais plus puissant, dont le pouvoir de coupure sera adapté à l'appareil commandé.

2 boutons-poussoirs à un contact à fermeture fugitif.

AVERTISSEUR DE PRÉSENCE

Cet amusant petit montage a été étudié et réalisé par nous, pour nous avertir de la présence d'un animal familier devant la porte d'entrée, mais il peut tout aussi bien signaler la présence d'un visiteur inattendu...

Sous cette apparente banalité se cache toutefois une certaine technicité, comme nous allons le voir.

Principe

Reportons-nous au schéma reproduit à la figure 31-1. Nous y découvrirons le transistor *p-n-p* T1, dont la base est soumise au potentiel + de la

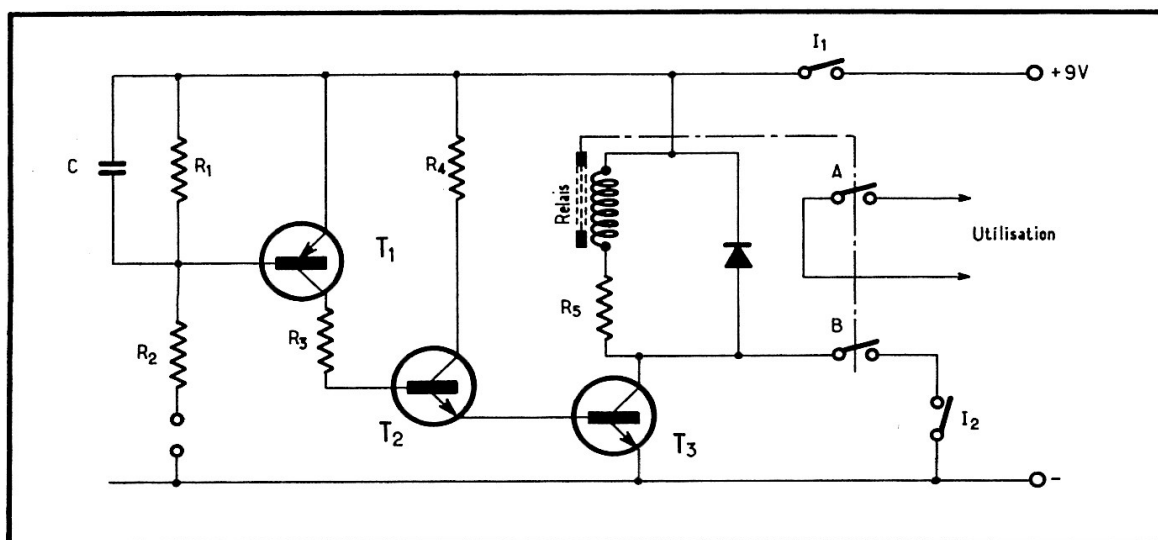


Fig. 31-1. — Le montage Darlington procure un gain en courant considérable.

source d'alimentation par l'intermédiaire de la résistance R_1 , T1 n'est donc pas conducteur.

Aucun courant ne sortant du collecteur de T1, il est bien évident que le transistor T2 n'est pas conducteur, sa base n'est-elle pas reliée directement au collecteur de T1?

Notons au passage qu'un tel montage, dans lequel le collecteur du premier transistor fournit le courant qui est introduit directement dans la base du second est un amplificateur de courant à gain très élevé. Le courant de base du premier est d'abord amplifié β_1 fois, β_1 étant le gain en courant du premier transistor, pour être ensuite amplifié β_2 fois par le second transistor, β_2 étant le gain en courant de ce dernier. Le gain en courant de l'étage est donc $\beta_1 \times \beta_2$, un tel étage est connu sous le nom de montage Darlington de deux transistors, qui sont ici complémentaires, T1 est un $p-n-p$ et T2 un $n-p-n$.

Les transistors T2 et T3 constituent un second étage Darlington, T3 n'est pas conducteur, puisque T2 ne l'est pas, parce que T1 ne l'est toujours pas.

Le relais dont la bobine charge le collecteur de T3 n'est donc pas excité, ses contacts A et B sont ouverts.

Fonctionnement

Portons maintenant la base de T1 à un potentiel négatif (par rapport au pôle + de la source d'alimentation). Il nous suffit pour cela d'établir le contact entre l'extrémité libre de la résistance R_1 et le pôle — de la source d'alimentation. T1 devient conducteur, ce qui rend T2 conducteur à son tour et, bien entendu, T3. Le relais est alors excité, les contacts A et B se ferment, l'alimentation de l'appareil commandé par l'avertisseur est assurée.

Remarquons la présence de l'interrupteur 2, qui permet, ou non, de relier électriquement le collecteur de T3 au pôle — de la source d'alimentation, lorsque le contact B du relais est fermé. L'interrupteur 2 étant fermé, si le relais « monte », fermant son contact 2, il restera excité puisque sa bobine restera alimentée, le relais restera en cet état jusqu'au moment où nous ouvrirons l'interrupteur 1 dont la fermeture est nécessaire pour la mise en service du montage.

Par contre, si l'interrupteur 2 est maintenu ouvert, le relais ne restera excité que tant que le transistor T1 sera alimenté, c'est-à-dire tant que le contact électrique entre l'extrémité de la résistance R_1 et le pôle — de la source d'alimentation sera assuré.

Le condensateur C, branché en parallèle avec la base du transistor T1 a un double rôle. Il met à l'abri d'un déclenchement intempestif, le montage est en effet extraordinairement sensible. Mais lorsque le contact déclenchant le système est établi, il apporte en plus une impulsion négative sur la base de T2, ce qui garantit un fonctionnement absolument sûr...

La diode montée en parallèle avec la bobine du relais protège le transistor T3 contre les surtensions provoquées au moment de la coupure du courant

d'excitation de la bobine. Le collecteur serait alors soumis à un potentiel positif très élevé, conséquence du phénomène de self-induction, qui le vouerait à la destruction instantanée.

Utilisation

Le dessin reproduit à la figure 31-2 montre comment, de façon on ne peut plus simple, a été réalisé le « piège ». Un très banal bouton de sonnette a été fixé sur une plaque de contreplaqué, c'est lui qui fermera le circuit

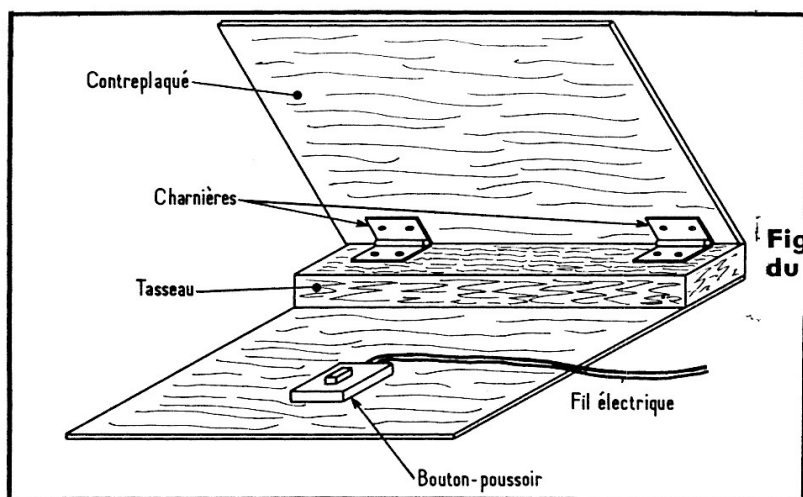


Fig. 31-2. — La construction du piège est réellement fort simple.

d'alimentation de la base (longueur indifférente de très commun fil électrique). La pression sur le bouton de sonnette est effectuée par passage de l'animal sur une seconde plaque de contreplaqué, assemblée à la précédente par l'intermédiaire d'un tasseau bois et de deux charnières. Une infime pesée sur la plaque supérieure est plus que suffisante pour déclencher l'appareil, lequel met en service une sonnette électrique.

L'appareil ne consommant aucune énergie électrique à l'état de veille, son alimentation est faite à l'aide de deux piles ordinaires 4,5 volts montées en série.

Perfectionnement du montage

Nous pouvons songer accroître encore la sensibilité de l'ensemble et supprimer le contact électrique qui alimente la base de T1.

Faisons appel à un transistor supplémentaire *n-p-n* T4, qui sera monté à part, mais qui viendra, électroniquement parlant, s'intégrer dans le circuit de base de T1, comme indiqué à la figure 31-3.

Lorsque la base de T4 sera soumise à un potentiel positif, par rapport au pôle — de la source d'alimentation T4 sera conducteur et il rendra T1 conducteur, déclenchant le système.

Si nous relions le pôle + de la source d'alimentation du montage à la terre, le pôle — se trouve à — 9 volts par rapport à la terre (fig. 31-4). Dans ces conditions, toute personne « ayant les pieds sur terre » se trouve

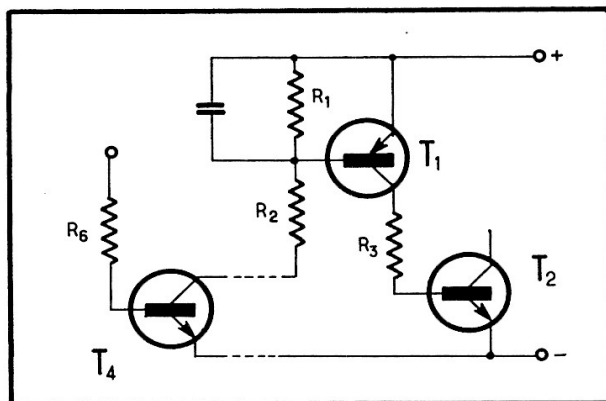


Fig. 31-3. — Le transistor T4 est relié au montage par du fil électrique ordinaire.

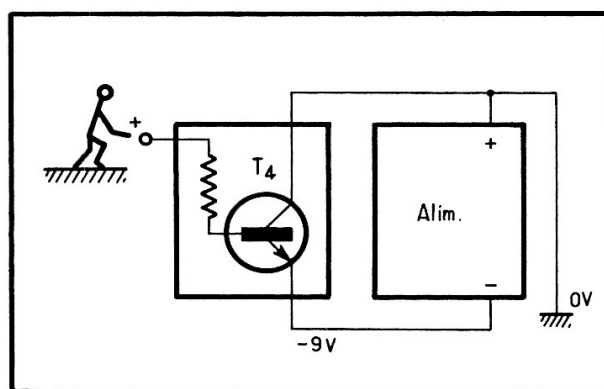


Fig. 31-4. — Comment polariser positivement la base du transistor T4.

portée à + 9 volts par rapport au pôle — de la source d'alimentation et, touchant du doigt la base du transistor T4, porte cette base à un potentiel très largement positif pour déclencher l'avertisseur. Le contact avec la base s'effectue par l'intermédiaire d'une résistance de très forte valeur, laquelle a pour but de protéger le transistor T4 contre les décharges d'électricité statique qui seraient absolument fatales pour lui.

Le bouton de sonnette de ce nouveau genre est remarquablement discret, une simple tête de vis de Ø 3 mm suffit amplement...



Nomenclature des composants utilisés pour le montage

R1 : 390 kΩ 1/2 watt

R2-R3-R4 : 2,7 kΩ 1/2 watt

R5 : valeur moitié de la résistance de la bobine du relais

C : 47 nanofarads

T1 : 2N 2905

T2-T3 : 2N 1711

D : diode OA 95

Relais (alimentation bobine sous 6 volts) à deux contacts à fermeture
2 interrupteurs

Complément :

R6 : 2,7 M Ω 1/2 watt.

T4 : 2N 1711

RELAIS ÉLECTRONIQUE

Voici un montage étudié personnellement, que nous aurions l'intention de qualifier de « montage de base », tant ses applications sont nombreuses.

Son rôle est de traduire sous la forme de fermeture ou d'ouverture d'un contact électrique le signal électrique résultant du changement de valeur d'un capteur qui peut être, ce ne sont que des exemples, une cellule photo-résistante, une résistance à coefficient de température, etc.

Principe

Considérons le schéma reproduit à la figure 32-1.

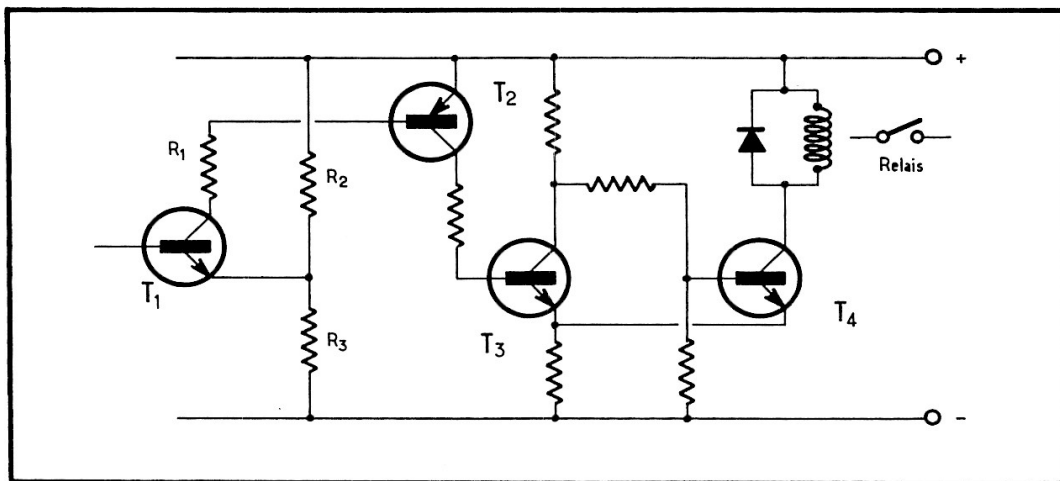


Fig. 32-1. — Selon les deux états possibles occupés par le trigger (T3 et T4) le relais est excité ou se trouve au repos.

Nous n'avons aucune peine à y reconnaître un transistor *n-p-n*, T1 dont la base n'est pas alimentée, elle est, comme le dit le jargon des électroniciens : « en l'air ». L'émetteur de T1 est connecté au point commun des deux résistances R_2 et R_3 , d'égale valeur, c'est-à-dire que l'émetteur de T1 est soumis à un potentiel rigoureusement équidistant de ceux des pôles + et - de la source d'alimentation.

Le transistor T1 n'est évidemment pas conducteur en ces conditions, mais dès que sa base sera soumise à un potentiel positif par rapport à celui de son émetteur, il s'établira un courant qui le traversera, entraînant la mise en conduction du transistor T2, du type *p-n-p*. Si le potentiel de la base de T1 devient inférieur à celui de son émetteur, T1 ne conduira pas et, naturellement, T2 non plus. Nous avons, au passage, reconnu le montage Darlington des transistors complémentaires T1 (*n-p-n*) et T2 (*p-n-p*).

Le transistor T2 commande un trigger (se souvenir de ce que nous avons vu ensemble au cours du chapitre 11) montage qui comporte deux états dans lesquels le transistor T4 est conducteur si T3 ne l'est pas et réciproquement.

Finalement, si la base de T1 est soumise à un potentiel positif par rapport à son émetteur, T1 conduit et T4 n'est pas conducteur, il est bloqué. Inversement, si la base de T1 est portée à un potentiel insuffisamment positif par rapport à son émetteur, T1 ne conduit pas, mais T4 conduit.

Comme le collecteur de T4 est chargé par l'impédance de la bobine d'un petit relais, lorsque T1 conduit le relais n'est pas excité et inversement.

Alimentons la base de T1 (fig. 32-2) à l'aide d'un pont diviseur résistif, composé de deux résistances, l'une de valeur fixe, l'autre de valeur variable, dépendant d'une intervention extérieure telle que la lumière, la température, etc..

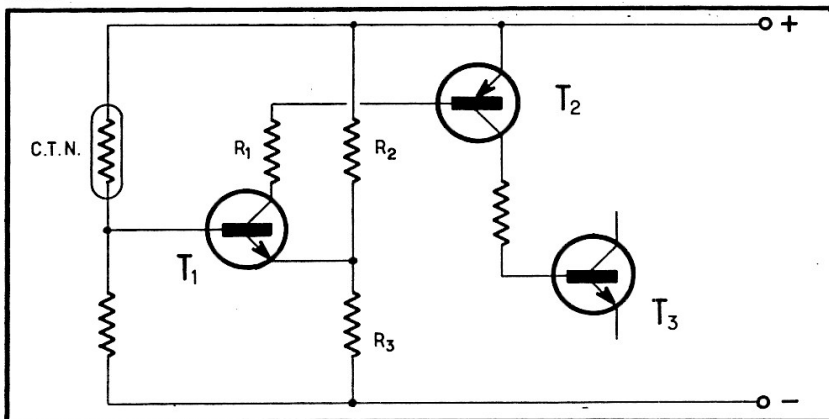


Fig. 32-2. — Une élévation de la température rend le transistor T1 conducteur.

Dès l'instant où la résistance de cet élément variable changera de valeur, il va sans dire que le potentiel de base passera de l'état positif à l'état négatif par rapport à l'émetteur de T1, faisant passer le relais de l'état excité à l'état de repos ou inversement.

Si nous prenons, comme élément sensible variable, une résistance à coefficient de température négatif C.T.N. et que nous disposons cette C.T.N. entre la base de T1 et le pôle + de la source d'alimentation, si la température du milieu dans lequel est plongée la C.T.N. augmente, la résistance de la C.T.N. diminue, ce qui rend le transistor T1 conducteur, du fait de l'élévation du potentiel de sa base.

Si T1 se met à conduire, T4 cesse de conduire, le relais est désexcité, il retombe, ouvrant le contact qui alimentait la résistance chauffante de l'enceinte à contrôler du point de vue température.

Nous venons de réaliser un régulateur de température, une baisse de température provoquant la mise en service de la résistance chauffante et l'interrompant lorsque la température atteint le seuil de réglage.

Mise en œuvre

Le petit relais ne dispose pas de contacts capables de gouverner la mise sous et hors tension de la résistance chauffante, aussi il servira à commander un relais intermédiaire à haut pouvoir de coupure.

Quant au choix de la résistance C.T.N., ce choix n'est pas critique. Nous remplacerons la résistance fixe, sur le schéma, dans le pont diviseur de polarisation de la base de T1 par une résistance ajustable dont la valeur sera réglée en fonction de la résistance offerte par la C.T.N. sous la température désirée à laquelle nous voulons asservir le dispositif.

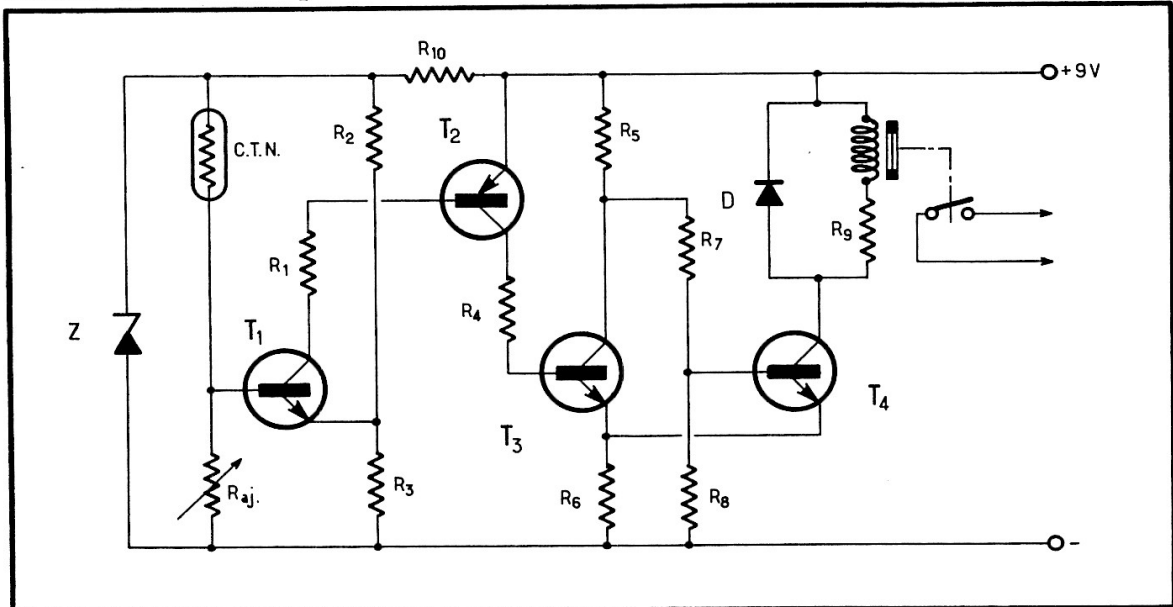


Fig. 32-3. — Le réglage sur la température désirée s'effectue à l'aide de la résistance ajustable Raj.

Par exemple, si nous souhaitons régler le système pour une température de 18 °C et que notre C.T.N. présente une résistance de 60 kΩ lorsqu'elle est soumise à cette température, nous prendrons une résistance ajustable de valeur totale 100 kΩ.

Pour améliorer la précision et la stabilité du montage, nous alimenterons le premier étage (T1) sous une tension stabilisée par diode Zener (fig. 32-3).

Nomenclature des composants utilisés pour la construction du relais électronique

- R1-R2-R3-R4-R5 : 2,7 kΩ 1/2 watt
- R6 : 47 Ω 1/2 watt
- R7 : 2,2 kΩ 1/2 watt
- R8 : 4,7 kΩ 1/2 watt
- R9 : valeur moitié de l'impédance de la bobine du relais
- R10 : 330 Ω 1/2 watt
- T1-T3-T4 : 2N 1711
- T2 : 2N 2905
- Z : diode Zener 5,6 volts 1/4 watt
- D : diode germanium OA 95
- Relais tension d'alimentation bobine 6 volts
- C.T.N. et R ajustable : voir texte.

TABLE DES MATIÈRES

1^{re} PARTIE. — LES SEMICONDUCTEURS

Chapitre 1. — De la structure de la matière.	7
Chapitre 2. — Jonction p-n et diode semiconductrice	18
Chapitre 3. — Le transistor	26
Chapitre 4. — Caractéristiques statiques des transistors	31
Chapitre 5. — Les caractéristiques dynamiques des transistors et l'amplification	41
Chapitre 6. — Le montage à électrode commune.	50
Chapitre 7. — Alimentation et stabilisation thermique des transistors	58
Chapitre 8. — Les liaisons entre étages	65
Chapitre 9. — Les classes d'amplification	73
Chapitre 10. — Oscillateurs à transistors.	79
Chapitre 11. — Générateurs de signaux à transistors	88
Chapitre 12. — Différentes sortes de transistors	105

2^e PARTIE. — TUBES ÉLECTRONIQUES

Chapitre 13. — La diode à vide	119
Chapitre 14. — Le tube triode. Caractéristiques statiques et paramètres	126
Chapitre 15. — Caractéristiques dynamiques de la triode. Amplification	136
Chapitre 16. — Tubes multigrilles et tubes composites	149
Chapitre 17. — Oscillateurs et générateurs de signaux à tubes électroniques	158
Chapitre 18. — Les cathoscopes	165
Chapitre 19. — Les tubes spéciaux pour hyperférences	171
Chapitre 20. — Ionisation gazeuse - Tubes à gaz.	177
Chapitre 21. — Les cellules photo-électriques.	189

3^e PARTIE. — AUTRES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Chapitre 22. — Les résistances	197
Chapitre 23. — Les condensateurs.	203
Chapitre 24. — Les inductances et les circuits accordés	209

4^e PARTIE. — QUELQUES APPLICATIONS DE L'ÉLECTRONIQUE*Chapitre 25*

— Mesure et régulation des températures	214
— Chauffage par courants de haute fréquence	215
— Mesure de débit des fluides	216
— Détection et mesure des vibrations.	217
— Microscope électronique	218
— Les centrales électriques de demain	219
— Télévision	221
— Laser	223

5^e PARTIE. — ÉLECTRONIQUE PRATIQUE

<i>Chapitre 26.</i> — Un peu de technologie	226
<i>Chapitre 27.</i> — Analyseur de semiconducteurs	231
<i>Chapitre 28.</i> — Alimentation stabilisée	238
<i>Chapitre 29.</i> — Clignotant à transistors	242
<i>Chapitre 30.</i> — Temporisateur	244
<i>Chapitre 31.</i> — Avertisseur de présence	247
<i>Chapitre 32.</i> — Relais électronique	252