

R. GONDRY

RÉALISATION DE L'OSCILLOGRAPHÉ CATHODIQUE

Alimentation des tubes
à rayons cathodiques

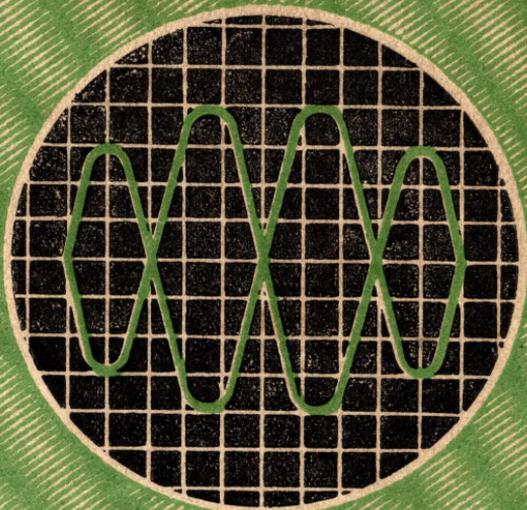
Générateurs de tensions
de relaxation

Amplificateurs
de mesure

Réalisations
d'oscillographes

Dispositifs
auxiliaires

Réalisations
industrielles



SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

RÉALISATION
DE
L'OSCILLOGRAPHE
CATHODIQUE

DU MEME AUTEUR CHEZ LE MEME EDITEUR :

Principes de l'oscillographe cathodique.

Construction de téléviseurs modernes.

Tous droits de traduction et de
reproduction réservés pour tous les
pays.

Copyright by Editions Radio,
Paris, 1949

Dépôt légal 4^e trimestre 1949

Numéro Editeur : 119

Numéro Imprimeur : 76

R. GONDRY

RÉALISATION DE L'OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE

Alimentation des tubes
à rayons cathodiques.
Générateurs de tensions de relaxation.
Amplificateurs de mesure.
Réalizations d'oscillographes.
Dispositifs auxiliaires.
Réalizations industrielles.



SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob — PARIS-VI^e

MCMXLIX

AVERTISSEMENT

Impatiemment attendu par les possesseurs de « Principes de l'oscillographe cathodique », du même auteur, cet ouvrage a vu son impression retardée pour des raisons purement matérielles.

Pendant ce temps, de nouvelles lampes ont fait leur apparition, certaines possédant des caractéristiques nettement améliorées.

L'intérêt du travail de M. Gondry n'en est nullement diminué : en effet, tout reste vrai en ce qui concerne la conception et la méthode de calcul et de réalisation des différents organes de l'oscillographe. Et si l'on désire substituer aux lampes citées dans les diverses réalisations des lampes plus modernes, un calcul simple permettra de rétablir la valeur correcte de chaque élément.

C'est ainsi que la penthode EF50, de pente égale à 6,5 mA/V pourra être remplacée par les EF51 ou EF42, de 9,5 mA/V de pente. Les gains d'étage seront évidemment modifiés, si l'on ne prend pas la précaution de réduire les charges d'anodes, réduction qui ne pourra qu'améliorer la transmission des tensions de fréquences élevées. Il y aura lieu également de tenir compte de ces différences de gains lors de l'établissement du diviseur de tension pour l'attaque d'une lampe déphaseuse de push-pull, par exemple.

L'EDITEUR

CHAPITRE PREMIER

L'alimentation des tubes à rayons cathodiques

Les dispositifs d'alimentation classiques des tubes à rayons cathodiques présentent quelques particularités : tension élevée, courant extrêmement faible, nécessité de diviser la tension totale pour alimenter les différentes électrodes, redressement d'une seule alternance.

CALCUL DE LA TENSION DU SECONDAIRE HAUTE TENSION DU TRANSFORMATEUR

1° Prévoir par le calcul ou se fixer par des données connues (par exemple, mesurées sur d'autres modèles d'un type similaire) la résistance primaire R_p et la résistance du secondaire R_s (ou du demi-secondaire, s'il s'agit de redressement biplaque). On connaît approximativement le rapport élévateur, soit n . Il nous faut, avec ces données, calculer la résistance équivalente R_t . Elle est donnée par la relation :

$$R_t = R_s + n^2 R_p.$$

2° Se reportant aux courbes fournies par le fabricant, on détermine la résistance interne R_v de la valve pour le débit qui lui sera demandé.

3° La somme $R_t + R_v$ nous donne la valeur de la résistance interne de l'ensemble redresseur :

$$R_i = R_t + R_v.$$

4° Nous calculons ensuite la charge en courant continu, sur laquelle fonctionnera le redresseur ; elle est égale au quotient de la tension par le courant débité. Soit R_a cette charge.

5° Nous introduisons les différentes valeurs trouvées, dans la relation :

$$\frac{R_i}{nR_a}$$

et nous effectuons le calcul de ce rapport en faisant $n = 1$ ou $n = 2$, suivant qu'il s'agit d'un redresseur monoplaque ou biplaque.

6° Portant le résultat sur la courbe de la figure I-1, nous lisons, en ordonnées, le rapport E_0 / E_{eff} de la tension continue E_0 aux bornes de l'entrée du filtre à la tension E_{eff} à appliquer à la valve.

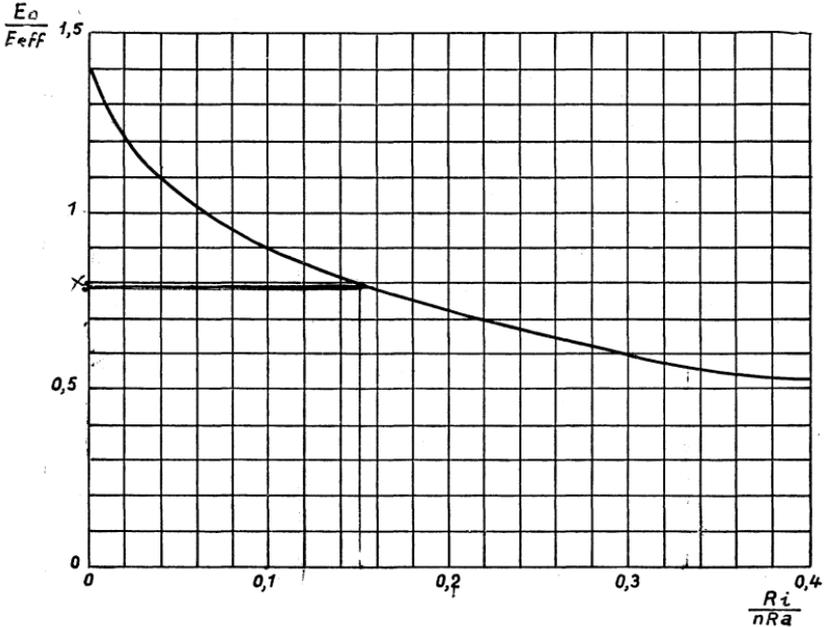


Figure I-1.

PRINCIPE DU CALCUL DU FILTRE

1° Calcul de la tension d'ondulation.

Reprenons à cet effet, la valeur trouvée $R_i / (nR_a)$ et portons-la sur la courbe de la figure I-2. Nous lisons, en ordonnée, une valeur du coefficient M qui est fonction du temps pendant lequel la valve fonctionne, temps dépendant lui-même de R_i , R_a , E_0 et f . Une courbe a été tracée qui correspond aux ordonnées M_1 pour le cas d'un redressement monophasé et à M_2 pour celui d'un redressement biphasé, en fonction de $R_i / (nR_a)$. Cette courbe va nous permettre de calculer la tension d'ondulation E_d , par la relation :

$$E_d = \frac{I(M_1 \text{ ou } M_2)}{2Cf}$$

dans laquelle I est le courant débité par le redresseur, C la capacité de tête du filtre, f la fréquence de la tension d'alimentation dans le cas d'un redressement biphasé.

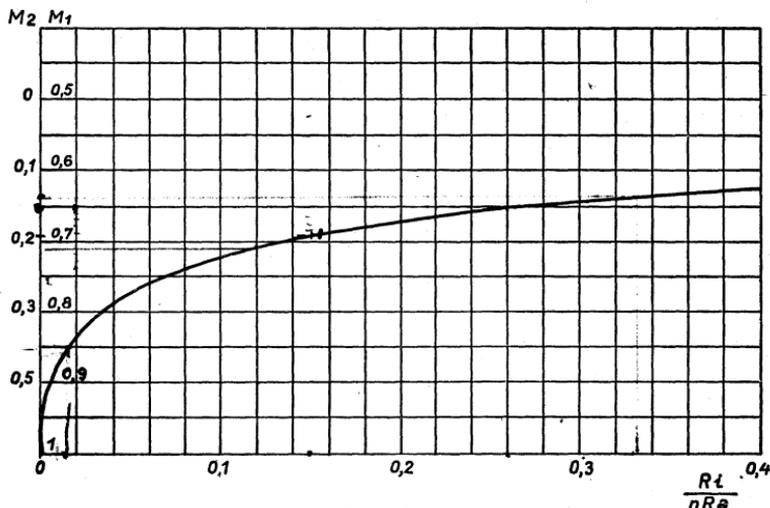


Figure I-2.

2° Calcul de la cellule de filtrage à résistance.

En général on se fixe E_d et on tire C de la relation

$$C = \frac{I(M_1 \text{ ou } M_2)}{2fE_d}$$

La valeur trouvée s'entendrait pour E_d sans cellule de filtrage. C serait énorme. Il est préférable de prévoir deux capacités plus réduites et une résistance pour compléter le filtre.

Choisissons, par exemple, une capacité d'entrée p fois plus faible que la valeur trouvée, la tension d'ondulation sera p fois plus grande. L'efficacité du filtre devra être telle que E_d se trouve à la sortie réduite de p fois.

Soit R_f la valeur de la résistance de filtrage et C_s la capacité de sortie de la cellule. Le rapport entre la tension d'ondulation à la sortie et à l'entrée est donné par la relation :

$$\frac{1}{\omega C_s} \sqrt{R_f^2 + \left(\frac{1}{\omega C_s}\right)^2}$$

On se fixe en général C_s que l'on prend égal à C , R_f étant déterminée en tenant compte de la chute de tension $R_f \times I$ qu'on majorera de la tension utile.

3° Calcul de la cellule de filtrage dans le cas de l'emploi d'une bobine à fer.

Ce système de filtre est peu utilisé pour l'alimentation haute tension d'un tube à rayons cathodiques, le courant est si faible qu'une résistance suffit. Néanmoins, il est bon de connaître le calcul de la cellule à inductance.

Nous connaissons la tension de ronflement E_d à l'entrée de la cellule; nous nous fixons sa valeur à la sortie soit E_s . Fixons-nous également C_s . Nous tirerons la valeur de L de la relation ci-dessous (en réalité exacte seulement pour une tension sinusoïdale) :

$$\frac{E_s}{E_d} = \frac{1}{LC\omega^2 - 1}$$

soit, en faisant $E_s/E_d = m$, $L = \frac{1+m}{m\omega^2 C}$

Il existe une formule pratique qui permet de calculer E_d :

$$E_d = \frac{0,28 I(M_1 \text{ ou } M_2)}{Cf}$$

Elle est valable pour des valeurs courantes de M_1 et M_2 soit :

$$M_1 = 0,75 \quad \text{et} \quad M_2 = 0,25$$

et donne la tension d'ondulation par milliampère de débit et par microfarad de capacité d'entrée.

Le calcul donne, pour un redresseur monophasé :

$$E_{a_3} = 4 \text{ V par mA et } \mu\text{F}$$

et pour un redresseur biphasé :

$$E_a = 1,5 \text{ V par mA et } \mu\text{F}.$$

Par exemple, un redresseur monophasé devant fournir un courant de 100 mA et ayant une capacité en tête de 50 μF , donnera une tension de ronflement de :

$$E_a = 4 \frac{100}{50} = 8 \text{ V}.$$

CALCUL DU DISPOSITIF D'ALIMENTATION POUR UN TUBE DG-7.

Nous avons choisi ce tube pour notre exemple, car il est très répandu dans les appareils du commerce. Son diamètre de 70 mm permet déjà des examens aisés.

Le catalogue du fabricant nous indique :

$$V_{a_2} = 500 \text{ à } 700 \text{ volts, } V_{a_1} = 140 \text{ à } 200 \text{ volts,}$$

$$V_g = -25 \text{ volts, et chauffage } 4 \text{ V-1 A}.$$

Prenons 600 volts pour V_{a_2} , 180 pour V_{a_1} et -25 pour V_g . Le tube redresseur adopté sera le 1876 Philips 4 V-0,3 A, débit maximum 5 mA, tension maximum 850 volts.

Nous nous trouvons devant plusieurs inconnues; il faut nous fixer une valeur hypothétique de la tension alternative, quitte à reprendre les calculs au cas où, à leur fin, la valeur trouvée serait trop différente de celle désirée. Il en sera de même pour les valeurs des résistances primaire et secondaire du transformateur, mais on peut se baser sur des modèles existants pour dégrossir le calcul.

Le courant demandé par le tube est très faible, sa caractéristique $I_{a_2} V_g$, nous montre qu'il est de l'ordre de 100 μA , dans la portion la plus utilisée de la courbe.

Il nous faut tout d'abord établir un diviseur de tension pour l'alimentation de A_1 (fig. I-3).

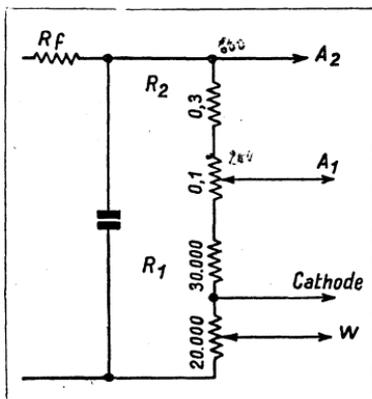


Figure I-3.

Le rapport entre les tensions A_1 et A_2 est $\frac{180}{600} = 0,3$.

Comme le débit demandé à la prise est nul, nous pouvons écrire que les résistances sont proportionnelles aux tensions :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0,3.$$

Fixons-nous un débit de l'ordre de 1,5 mA; nous devons avoir :

$$R_1 + R_2 = 400\,000 \text{ ohms.}$$

Calculons d'abord R_1 :

$$R_1 = 0,3 (R_1 + R_2) = 120\,000 \Omega$$

et

$$R_2 = 280\,000 \Omega.$$

Comme nous avons un élément ajustable dans le pont (le potentiomètre de commande A_1), nous choisirons des valeurs courantes de résistances soit : $R_1 = 150\,000$ et $R_2 = 300\,000$. Nous aurons $V_{a1} \text{ max.} = 200$ volts.

Le débit réel du pont ainsi constitué sera de 1,33 mA.

R_2 sera une résistance de 300 000 ohms, type 1 watt. Pour R_1 , nous aurons 3 éléments en série. Il nous faut $V_y = -25$ V variable, nous prendons un potentiomètre de 20.000 ohms. Pour V_a un potentiomètre de 100 000 ohms; une résistance fixe de

$$150\,000 - 120\,000 = 30\,000 \text{ ohms}$$

sera intercalée entre les deux potentiomètres. Tous ces éléments seront du type 1/2 watt. Nous conseillons, malgré cela, de choisir des organes plus largement calculés, de construction spéciale pour appareils de mesure.

Adoptons, pour les calculs suivants 1,5 mA, pour tenir compte du débit du tube et des fuites possibles dans les capacités de filtrage. La résistance de charge constituée par le pont et le tube sera donc approximativement de 400.000 Ω .

Il faut, maintenant, déterminer la résistance interne de la valve. Le fabricant donne la caractéristique $I_a - V_a$. Pour l'intensité de fonctionnement, on fait le rapport V_a / I_a que l'on multiplie par 0,75. (S'il s'agissait d'un tube biplaque, il faudrait faire le rapport au point $I_a / 2$.) Pour le tube 1876, nous trouvons

$$4.000 \times 0,75 = 3.000 \text{ ohms.}$$

Evaluons à 2 000 ohms la résistance du secondaire du transformateur et à 10 ohms celle du primaire, le rapport du transformateur à 5 et, alors, $R_r = 2\,250 \Omega$. Nous avons $R_r / (nR_a) = 0,013$. De la courbe tracée à cet effet nous tirons $E_c / E_{eff} = 1,25$. La tension que devra fournir le secondaire du transformateur sera :

$$\frac{600}{1,25} = 480 V_{eff}$$

La courbe de la figure I-2 nous permet, connaissant $R_r / (nR_a)$, de déterminer le coefficient M_1 que nous trouvons égal à 0,85.

Pour une alimentation de tube à rayons cathodiques on peut admettre 1/2 % de tension de ronflement, ce qui fait 3 volts.

Calculons la valeur de C pour obtenir seulement ces 3 volts de tension de ronflement; on obtient $C = 4,2 \mu F$, valeur que l'on peut trouver facilement surtout pour 600 volts service, mais il est pourtant plus facile d'avoir deux capacités plus faibles. Choisissons $0,5 \mu F$; si cette capacité était employée seule, la tension d'ondulation serait 8 fois plus forte, soit 24 volts.

La cellule de filtre doit atténuer de 8 fois ces 24 volts. Fixons-nous $R_r = 50\,000 \Omega$, $C_s = 0,5 \mu F$ et portons ces valeurs dans la relation :

$$\frac{1}{\omega C_s} \sqrt{R_r^2 + \left(\frac{1}{\omega C_s} \right)^2}$$

on trouve 1/7,9.

L'onde fondamentale sera atténuée dans ce rapport, et comme le filtre est encore plus efficace pour les harmoniques, la tension de crête sera affaiblie de plus de 8 fois.

La résistance R_r est parcourue par le courant d'alimentation du pont, elle provoquera une chute de tension de 75 volts.

La tension continue aux bornes du condensateur de tête devra être plus élevée que prévu et égale à 675 volts. Par suite, il faudra que la tension efficace fournie par le secondaire haute tension soit de 550 volts.

Il y a deux moyens de trouver, dans la chaîne de résistances, la tension négative nécessaire au contrôle de la luminosité. Le premier consiste, comme nous l'avons fait, à insérer un potentiomètre dans le pont ou bien à placer du côté négatif de l'alimentation la résis-

tance R_f et prendre sur une fraction de celle-ci la tension nécessaire.

Le second offre l'intérêt suivant : alors que, dans la première méthode, il faut majorer de 25 volts la tension totale d'alimentation (dans l'exemple choisi, la tension réelle entre A_2 et cathode ne serait que 575 volts), dans la seconde, cette tension est prise sur la chute de tension dans la résistance de filtrage.

On obtient 75 volts pour $R_f = 50.000$ ohms. En constituant la résistance du filtre par une résistance fixe de 30.000 ohms et un potentiomètre de 20.000 ohms, nous disposerons d'une tension de 30 volts pour polariser le Wehnelt.

Une précaution est encore à prendre. La tension recueillie aux bornes de ce potentiomètre est mal filtrée. On ne peut l'appliquer au Wehnelt directement. Il faut insérer une cellule de filtrage formée simplement par une résistance de $1\text{ M}\Omega$ et un condensateur de $0,1\ \mu\text{F}$ (fig. I-4).

Si le Wehnelt était relié directement au curseur, il serait soumis à une tension ondulée importante, les traits des oscillogrammes seraient discontinus et présenteraient des parties lumineuses et obscures.

Le potentiomètre ayant son curseur placé à l'extrémité reliée à la résistance de 30.000 ohms, la tension d'ondulation est de 9,6 V.

Désignons cette tension par E_0 et par E_s , la tension à la sortie du filtre du circuit Wehnelt. L'efficacité du filtre est donnée par

$$\frac{E_0}{E_s} = \sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2} = 30$$

La tension E_s est donc : $9,6/30 = 0,32$ V. Valeur acceptable.

ALIMENTATION DES TUBES A RAYONS CATHODIQUES

Nous avons choisi une tension de 600 volts pour V_{a2} . Le tube admet 700 et même 800 volts, la pratique nous a donc guidé dans ce choix.

La finesse du spot et la luminosité sont satisfaisantes, la vie du tube sera plus longue et, ce qui n'est pas négligeable, la sensibilité du tube est plus grande. Ces considérations sont encore de plus grande valeur pour des tubes de dimensions plus importantes.

Il peut être intéressant, cependant, de pouvoir « pousser » un tube au maximum si l'on désire photographier un oscillogramme.

Le transformateur haute tension sera avantageusement muni à son primaire de quelques prises qui permettront de modifier sans danger la tension d'alimentation du tube. Il va sans dire que seule la haute

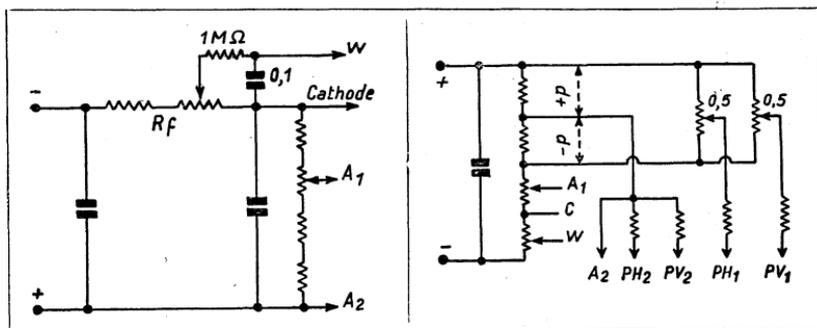


Figure I-4.

Figure I-5.

tension sera prise sur ce transformateur, les enroulements de chauffage auront leur transformateur spécial ou bien seront placés sur le transformateur d'alimentation de la base de temps.

Attention à l'isolement des axes de potentiomètres, il est prudent d'établir pour des tensions élevées une commande par manchon isolant.

Dans les oscilloscopes de mesures, c'est le + haute tension qui est à la masse, cela afin que le manipulant puisse toucher sans danger les connexions des plaques. Il faudra donc que l'enroulement de chauffage du tube soit isolé pour « tenir » par rapport à la masse ou au primaire. En télévision, c'est au contraire le moins qui est à la masse ; l'enroulement de chauffage de la valve doit alors être bien isolé.

Pour des installations à tension élevée, il est bon de prévoir un interrupteur sur le côté secondaire haute tension ou, mieux, un inverseur qui commutera l'entrée du filtre soit sur l'extrémité du secondaire soit sur une résistance de quelques mégohms, afin de provoquer la décharge rapide des capacités du filtre. Quand cela est possible, il est encore préférable de monter une double commande : coupure du primaire du transformateur haute tension et l'inverseur dont nous venons de parler.

Nous reparlerons plus de la nécessité qu'il y a d'écarter le plus possible le tube des transformateurs : un bloc est difficile à réaliser sans blindage en métal spécial. Privé de cet organe une distance de 40 cm entre transformateurs et tube n'est pas exagérée et l'orientation sera encore à déterminer. Un moyen simple pour se rendre compte si la déconcentration du spot vient du rayonnement, consiste à monter le support du tube au bout d'un cordon souple et, après avoir relié entre elles les 4 plaques et le tout à A_2 , de promener le tube à distance plus ou moins grande du transformateur. Cette expérience est à faire avant d'entreprendre l'étude du coffret d'un bloc.

Nous pouvons dire, à la suite de nombreuses expériences, que 90 % des ennuis constatés sur les maquettes d'oscillographes viennent du rayonnement d'un transformateur.

Plusieurs millimètres de fer ne servent pas à grand'chose, il vaut mieux un demi-millimètre de métal spécial dont nous parlerons par la suite.

Il est indispensable, pour parer le plus possible au rayonnement de n'utiliser que des transformateurs travaillant à basse induction.

Rappelons que les condensateurs doivent être prévus largement, qu'il faut indiquer au fabricant la tension de service qui est, en général, $1/3$ ou $1/4$ de la tension d'essai dont, le plus souvent, la seule valeur est inscrite sur le boîtier du condensateur.

Il ne faut pas regarder au prix de l'achat, ni à l'encombrement. Le remplacement de telles capacités coûte cher. Ces condensateurs sont soumis à un travail mécanique important, certains vieillissent très vite et leur tension de claquage diminue rapidement.

Si le tube doit être logé sans blindage dans un coffret en tôle, il faut s'assurer que le métal ne soit pas magnétisé; on le fera en introduisant le tube relié au bout du cordon souple dans le coffret, si le spot quitte sa position de repos ou se déforme, c'est qu'il est influencé par un champ extérieur. Dans ce cas, il faudra procéder à la démagnétisation de la tôle. On pourra tenter un recuit avec refroidissement lent sous la cendre. Attention aussi au champ rayonné par la culasse d'un haut-parleur à aimant permanent ou à excitation par bobine.

DISPOSITIFS DE CADRAGE

Les fabricants sont arrivés à fournir des tubes dont la précision mécanique approche la perfection.

Cependant, le spot ne tombe pas toujours exactement au centre de l'écran. Il est bon de prévoir sur un ensemble d'alimentation pour tube à rayons cathodiques, un dispositif qui permette à l'opérateur de placer le spot au centre de l'écran ou au contraire, de le décaler notablement par rapport au centre, lorsque, par exemple, il a besoin d'examiner une courbe qui se développe seulement d'un seul côté d'un des axes, comme, par exemple, la courbe de sélectivité d'un récepteur.

Nous savons que le faisceau cathodique est, à son passage dans la chambre de déviation, sollicité par les plaques selon la différence de potentiel existant entre celles-ci en valeur et en direction.

Il suffira donc pour réaliser un dispositif de cadrage, de relier une plaque par paire, non pas à A_2 , mais à une tension qui puisse être ajustée à $A_2 + p$ ou $A_2 - p$. La valeur de p est à déterminer avant la construction, selon l'importance du déplacement désiré du spot.

Le dispositif le plus simple est représenté figure 1-5. ^{fair} Il présente l'inconvénient de nécessiter un excédent notable de haute tension.

Le second système emprunte la tension de cadrage à l'alimentation d'un autre organe, de l'amplificateur par exemple. Mais là, attention, il faut qu'en fonctionnement la tension reste parfaitement stable, sinon il y aurait déplacement de l'image et flou. Ce dispositif ne serait pas à employer, par exemple, sur l'alimentation d'une base de temps à étage de sortie non symétrique avec lampe de puissance. Il présente en outre l'inconvénient que A_2 ne peut être reliée directement à la masse.

Un troisième procédé, le plus employé, consiste à emprunter une partie de la tension de cadrage à la source d'alimentation de la base de temps, par exemple, et l'autre partie à la source haute tension.

On cherche toujours à laisser A_2 à la masse; comme les plaques de déviation qui ne sont pas reliées au dispositif de cadrage sont reliées à A_2 , il faut trouver un point plus négatif que A_2 et un point plus positif que A_2 .

Le premier sera pris sur le pont diviseur de l'alimentation du tube, le second sur le pôle positif de l'alimentation de l'amplificateur et de la base de temps, ou sur une fraction de cette tension.

Quelle est l'importance du déplacement manuel utile à obtenir? X+

Étudions le cas du tube DG7 pour lequel nous avons calculé un dispositif d'alimentation. Ce tube est alimenté sous 600 volts. Le fabricant donne la sensibilité pour 500. Il est facile, sachant que cette sensibilité est inversement proportionnelle à la tension, de calculer sa valeur à 600 volts, nous aurons 0,25 mm/V pour les plaques arrière et 0,16 mm/V pour les plaques avant. L'écran a un diamètre de 70 mm. Il serait utile de déplacer le spot de 35 mm de part et d'autre de l'axe, malheureusement l'écran est circulaire et l'on doit consentir à sacrifier un peu de sa surface. Un déplacement de 25 mm est suffisant.

Effectuons le calcul pour les plaques arrière qui sont celles auxquelles on applique la tension à étudier. La différence de potentiel nécessaire pour déplacer le spot de 25 mm est $25/0,25 = 100$ volts. Il nous faut donc 100 volts côté négatif et 100 volts côté positif.

Nous adopterons pour le cadrage, deux potentiomètres de 500.000 ohms, si possible à variation linéaire de résistance en fonction de l'angle de rotation.

Le courant qui va circuler dans le dispositif est de 0,8 mA.

Cette valeur désorganise un peu notre projet, il nous faut modifier légèrement la partie du pont côté + 600. La portion *ab* (fig. I-6) du pont n'est plus parcourue que par un courant de

$$1,33 - 0,8 = 0,53 \text{ mA.}$$

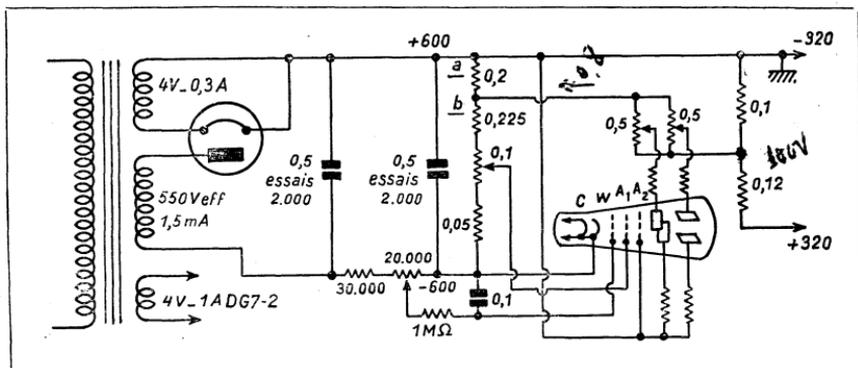


Figure I-6.

Après application des lois sur les courants dérivés et réajustement de la partie du pont comprise entre le potentiomètre de 100.000 ohms et le point *b*, les valeurs à prévoir dans l'ensemble d'alimentation pour tube DG7 muni d'un dispositif de cadrage, sont indiquées dans la figure I-6.

Calculons les valeurs du pont de l'alimentation de la base de temps qui sera décrite au chapitre suivant.

La tension d'anodes est 320 volts. Il nous faut 100 volts avec un débit de 0,8 mA. Ce pont sera constitué par une résistance de 100 000 ohms entre la prise et la masse et 120.000 ohms entre la prise et le +.

Il est prudent de ne pas dépasser 2 à 5 mégohms pour la valeur de la résistance reliant les plaques de déviation à la source; certains tubes possèdent des courants d'anodes non négligeables qui, circulant dans ces résistances, gênent le cadrage.

ALIMENTATION DES TUBES A POST-ACCELERATION

Ces tubes peuvent être montés sur un oscillographe ordinaire dont la source haute tension donne un millier de volts. On adjointra à

celle-ci une source d'alimentation donnant $4.000\text{ V} - 25\ \mu\text{A}$, ce qui est facile, car le + des oscillographes est toujours du côté masse.

Vu le faible débit, on peut calculer la tension efficace nécessaire en divisant simplement la tension continue utile par $\sqrt{2}$. On trouve

$$E_{\text{eff}} = 2.800\text{ volts.}$$

Pour la même raison, on peut se dispenser de cellule de filtrage.

La capacité tampon se calcule comme suit; pendant une période, soit $1/50$ de seconde, l'intensité du courant débité étant de $25\ \mu\text{A}$, la tension aux bornes de ce condensateur varie de :

$$E = \frac{0,02 \times 25 \times 10^{-6}}{C} = 20\text{ volts}$$

d'où l'on tire $C = 0,025\ \mu\text{F}$.

Avec un filtre on peut prendre $C = 10.000\ \mu\text{F}$ pour chaque capacité, avec $R = 2\ \text{M}\Omega$.

L'emploi de capacités aussi réduites peut amener une ondulation parasite due au fait que le transformateur produit, par capacité, un courant alternatif au travers des condensateurs du filtre.

La figure I-7 montre le schéma d'un redresseur $4\ 000$ volts. On a tracé au pointillé les capacités parasites du secondaire par rapport

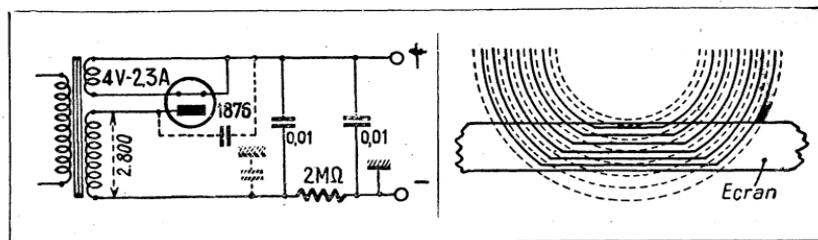


Figure I-7.

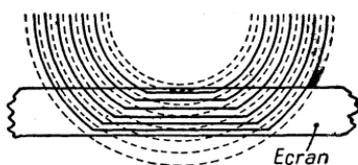


Figure I-8.

au filament et à la masse. Supposons que ces capacités soient de $100\ \text{pf}$. On trouvera aux bornes de la capacité de sortie du filtre, une tension égale à $2\ 800/100 = 28$ volts, soit une valeur de crête de près de 40 volts.

Pour éliminer ce défaut, on placera la résistance de filtrage dans la branche du filtre qui n'est pas à la masse.

LES ECRANS MAGNETIQUES

Comment un écran joue-t-il son rôle ?

Sa réluctance étant beaucoup plus faible que celle de l'espace

environnant, l'écran capte les lignes de force du champ, les détourne donc de la zone à protéger. La figure I-8 montre les lignes de force avant interposition d'un écran (dessinées en pointillé) et les lignes de force après (en traits pleins). On conçoit que l'espace situé en dessous de l'écran soit protégé.

La matière constituant l'écran aura une très faible réluctance. Un métal de haute perméabilité conviendra, il faudra aussi peu d'entrefer que possible et que l'écran soit adapté aussi étroitement qu'on le pourra à l'organe à protéger de façon à réduire la longueur des lignes de force; son épaisseur sera aussi grande que possible.

Suivant l'importance du champ, on choisira un métal différent; pour des champs moyens, l'Anhyster D (ferronickel à 50 % de Ni) et, pour les champs faibles, le Mumétal (ferronickel à 80 % de Ni).

La fréquence agit, aussi de 2.000 à 20.000 hertz, l'Anhyster D est le meilleur métal. Au delà, l'influence de la perméabilité sur les résultats obtenus décroît vite à cause de la « viscosité » magnétique, et, aux hautes et moyennes fréquences de la radio, le cuivre et l'aluminium sont les meilleurs métaux pour blindages.

Pour un champ alternatif fort et à basse fréquence, on emploiera un écran formé par deux métaux: à l'extérieur de l'acier doux, à l'intérieur du Mumétal, le premier écran ramène le champ intérieur à une intensité pour laquelle le Mumétal donne les meilleurs résultats.

En cas de superposition d'un champ électrostatique et d'un champ magnétique, on placera un écran en cuivre relié à la terre, à l'intérieur de l'écran en Mumétal.

Pour le blindage des tubes à rayons cathodiques, on utilise surtout le Mumétal. Après usinage, ces pièces doivent subir un nouveau traitement thermique.

La protection donnée par un écran en Mumétal est très grande, à épaisseur égale, le Mumétal protège 25 fois plus que l'acier doux.

On caractérise la protection d'un blindage pour tube à rayons cathodiques par le rapport des déviations du faisceau électronique par le même champ transversal, suivant qu'un écran est interposé ou non.

Pour un écran en Mumétal de 9/10, le coefficient de protection atteint 160 (1).

(1) Cette note est extraite d'une étude de la *Société des Acieries d'Imphy*, qui fabrique des blindages pour tubes à rayons cathodiques.

CHAPITRE II

Générateurs de tensions de relaxation Principes — Calculs — Réalisations

Un générateur de tension de relaxation a pour mission de fournir à une paire de plaques de déviation d'un tube à rayons cathodiques une tension qui croisse linéairement en fonction du temps.

Ce générateur est désigné en langage courant sous le nom de « base de temps ».

La tension issue d'un tel appareil affecte la forme montrée par la figure II-1. Elle croît proportionnellement au temps pendant la durée ab , retombe à sa valeur initiale, puis remonte entre c et d et ainsi de suite.

Si, pendant le temps $a - c$, une période complète du phénomène à examiner se déroule, on verra une image de ce phénomène sur l'écran. Nous verrons au prochain chapitre le processus du phénomène.

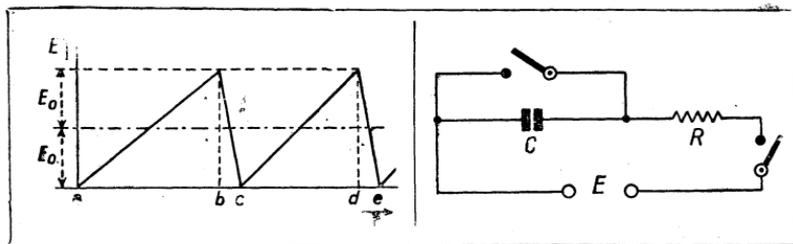


Figure II-1.

Figure II-2.

Le spot ne se déplacera pas du centre du tube à un bord, mais bien à droite et à gauche du point de repos. Le déplacement total est en réalité dû à l'action d'une tension $2 E_0$.

La forme idéale d'une tension de relaxation serait atteinte si E tombait du maximum à zéro en un temps nul, c'est-à-dire selon la ligne pointillée ayant son origine en b ou d sur la figure. Malheureusement, en pratique ce « temps de retour » n'est jamais nul.

PRODUCTION D'UNE TENSION EN DENTS DE SCIE

Nous savons que, si l'on connecte aux bornes d'une source E , un condensateur C monté en série avec une résistance R (fig. II-2), la

tension ne s'établit pas instantanément, mais bien selon une loi que représente la courbe de la figure II-3. Cette variation de E n'est pas du tout linéaire en fonction du temps, nous arrêterons la charge au bout du temps t_1 , la portion $o - t_1$ pouvant à la rigueur être considérée comme une droite.

Court-circuitons C à l'instant t_1 , la tension retombe à sa valeur initiale pendant le temps bc (fig. II-1).

Deux inconvénients à ce procédé : d'abord le manque de linéarité, ensuite la difficulté résultant du court-circuit mécanique du condensateur C , à fréquence constante et réglable à volonté.

Pour obtenir la linéarité, il suffirait de remplacer R par un dispositif laissant passer un courant constant quand la tension varie aux

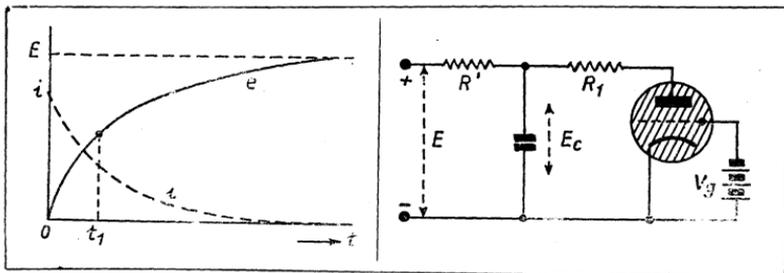


Figure II-3.

Figure II-3a.

bornes de C (penthode série). Le court-circuit sera obtenu par voie électronique : par exemple, à l'aide d'un tube-relais à gaz ou encore d'un tube, triode ou penthode, à vide.

La courbe en pointillé sur la figure II-3 représente la variation du courant. Ces deux courbes sont des exponentielles.

La tension à l'instant t s'exprime par la relation :

$$e = E \left(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{RC}} \right).$$

Le courant i est donné par :

$$i = \frac{E}{R} \varepsilon^{-\frac{t}{RC}}.$$

Dans ces relations ε (epsilon) est la base des logarithmes népériens 2,718.

TUBES RELAIS A GAZ OU THYRATRONS

Un tube relais à gaz est une triode comprenant cathode, grille et anode, dont l'ampoule, au lieu d'être vide d'air, est remplie d'un gaz rare : argon ou hélium.

La figure II-3 a montre le montage d'un tel tube, et la figure II-3 b, sa caractéristique.

Si la grille est reliée à un potentiel V_g , négatif par rapport à la cathode, le courant anodique ne prendra naissance que lorsque la tension V_a atteindra la valeur V_{a1} . Alors le gaz est ionisé et le courant est beaucoup plus grand que dans un tube à vide.

Dès que la décharge a eu lieu, I_a reste fixe même si on varie V_g et il peut atteindre des valeurs énormes si on ne le limite pas. I_a est seulement alors déterminé par la diminution de V_a . Quand V_a devient inférieur à la tension d'extinction, l'ionisation cesse brusquement, I_a tombe à zéro.

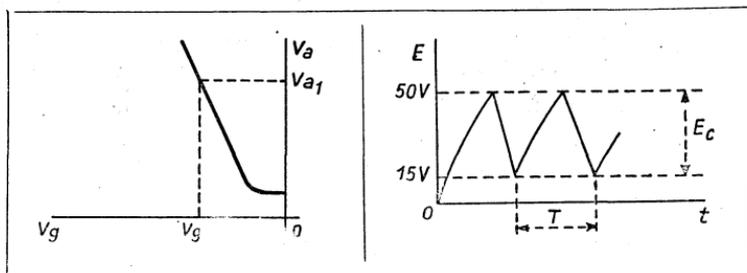


Figure II-3b.

Figure II-4.

Le rapport entre V_{a1} et V_g en cas d'amorçage est presque constant tout au long de la courbe. Il est, pour un tube relais 4686 à l'argon, égal à $K = 21$. Pour une tension E_c aux bornes du condensateur, telle que $E_c \geq KV_g$, le tube relais décharge le condensateur.

La plus ou moins grande facilité que possède un tube relais de travailler aux fréquences élevées est fonction du poids des molécules du gaz utilisé : les ions lourds demandent en effet plus de temps pour la désionisation que les ions légers.

Un tube relais à l'hélium sera capable de fournir, à amplitudes égales, une fréquence plus élevée qu'un tube relais à l'argon.

Les tubes à vapeur de mercure sont réservés aux applications autres que la production de tensions en dents de scie pour l'étude d'oscillogrammes. On les utilise dans des applications industrielles : commande de gros relais, convertisseur de courant, etc...

Le fonctionnement d'un tube relais est le suivant.

Fixons V_g à une valeur telle que la tension nécessaire à l'ionisation soit 50 volts (fig. II-4). Soit $E = 300$ volts.

C se charge à travers R. La tension aux bornes de C croît d'autant plus longuement que C et R seront plus grands. Lorsque E_c atteint

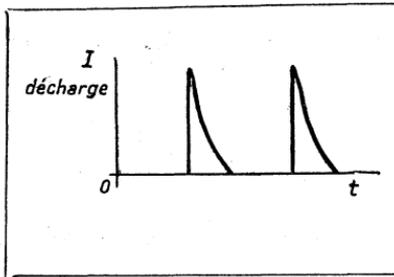


Figure II-5.

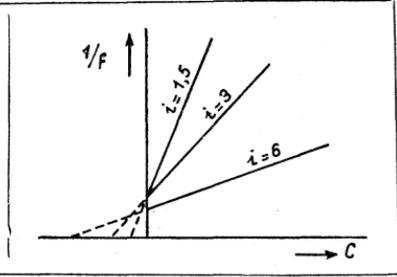


Figure II-6.

50 volts, le condensateur se trouve court-circuité par la triode à gaz, il y a décharge. La résistance R_1 est limitatrice du courant de court-circuit; C se déchargera jusqu'à ce que E_c soit égale à la tension minimum d'amorçage qui est en général de 15 volts. Alors I cesse et C recommence à se charger à travers R jusqu'à ce que $E_c = 50$ volts, etc...

L'amplitude de la tension pour la valeur de V_g fixée sera : $50 - 15 = 35$ volts.

Si l'on augmente C ou R la fréquence diminue, la période T est plus longue, il faut plus de temps pour charger C, l'amplitude reste en principe constante.

Si l'on polarise davantage, la fréquence décroît également puisqu'il faut charger C à tension plus élevée pour provoquer l'ionisation, mais, en même temps l'amplitude de l'oscillation augmente, au lieu de $50 - 15$ elle sera de $100 - 15$ par exemple.

La dent de scie n'est pas parfaite. D'abord E_c ne croît pas linéairement, le courant de charge est

$$I = \frac{E - E_c}{R}$$

Au début de la charge, E_c est égal à la tension d'amorçage, mais, quand la charge continue, E_c croît et, par conséquent, I décroît. La charge devient donc de plus en plus lente.

Ensuite, la décharge n'est pas instantanée. On place en série une résistance R_1 qui peut être très faible, pour limiter le courant de décharge. Pour le tube 4686, par exemple, le catalogue du fabricant indique 300 mA; on prendra comme résistance série $R_1 =$ tension de sortie divisée par 0,3.

Le courant de décharge prend la forme indiquée par la figure II-5. La résistance étant faible, la durée de la décharge est d'environ 2 % de la durée d'une période entière.

DETERMINATION DES ELEMENTS

Supposons qu'il s'agisse d'alimenter un tube DG7 dont le diamètre est 70 mm et la sensibilité sous 600 volts, 0,16 mm/V pour les plaques « avant ».

Pour obtenir une ligne de 60 mm sur l'écran, il faut appliquer aux plaques une différence de potentiel de $60/0,16 = 370$ volts.

La courbe $V_a = f(V_g)$ du tube relais 4686, nous apprend que pour que l'amorçage se produise pour $V_a = 370$ V, il faut une polarisation de — 18 volts.

Une formule nous permet de calculer avec une approximation suffisante la capacité.

Nous savons que :

$$Q = CE_c = iT; E_c = \frac{iT}{C}; T = \frac{1}{f}; E_c = \frac{E}{R} \cdot \frac{1}{Cf}$$

et $C = \frac{E}{E_c} \cdot \frac{1}{Rf}$. On peut encore écrire $E_c = \frac{i}{Cf}$.

L'intensité i ne doit pas être trop petite, sous peine de voir la linéarité devenir très mauvaise, un demi-milliampère constitue la limite. Un courant i trop faible serait influencé par les courants de fuite éventuels et la charge constituée par les plaques de déviation exercerait une influence sur la linéarité et sur la fréquence de la tension développée. La valeur de R est calculée en fonction du courant maximum admissible et de la valeur de E .

Il ne faut pas dépasser la valeur moyenne du courant anodique admissible. Avec le tube relais 4686, la limite de i moyen est de 3 mA. Le courant moyen (i de la formule ci-dessus) peut varier de 0,5 à 3 mA; donc, avec un seul condensateur, on peut couvrir une gamme de fréquence $f_0/f = 1/6$. On adapte C à R pour avoir la fréquence désirée.

Ces formules sont exactes quand la fréquence de travail est assez basse pour que les capacités parasites n'interviennent pas.

D'après la relation $f = i/(CE_c)$, $1/f$ doit être proportionnel à C . La loi réelle est bien une droite, mais l'abscisse est coupée à gauche de l'ordonnée. La figure II-6 montre qu'il existe une capacité résiduelle (tube, conducteurs) qui est plus grande aux valeurs plus élevées de i (fréquences plus élevées). Il en résulte un retard dans le commencement d'une nouvelle charge après chaque décharge, d'où durée de charge plus grande que prévu.

Ce phénomène peut s'expliquer par la présence des derniers ions autour de la grille qui forment ainsi un écran retardateur de la commande, de sorte que C reste encore en court-circuit pendant un temps supplémentaire. Une amélioration est obtenue en rendant la grille très négative après chaque ionisation par un procédé que nous étudierons ultérieurement.

La valeur à adopter pour la résistance de grille est indiquée par le fabricant du tube relais. Dans la plupart des modèles, elle est de 1.000 ohms par volt de tension de crête appliquée à la grille, cette tension étant la somme de la tension de polarisation et de la valeur de crête de la tension de synchronisation. Le choix de cette résistance est guidé par la nécessité de limiter le courant de grille. Au moment de l'ionisation des gaz, pendant la période de décharge, le gaz contient une grande quantité d'ions, chargés positivement, qui sont attirés par la grille négative. La grille est alors au potentiel de la cathode, le courant de grille I_g est le quotient de la tension de polarisation par la résistance de grille R_g . Si cette résistance est trop faible, il peut arriver que C se décharge pendant la dernière partie de la durée de la charge normale, il y a déformation de la dent de scie vers son sommet.

Il faudrait utiliser une résistance aussi grande que possible pour que la grille n'évacue qu'un petit nombre d'ions et qu'il ne se produise pas de retard à l'amorçage, mais on est vite limité dans cette voie; en effet, pour de fortes valeurs de R_g , apparaît une zone morte de réglage, une période d'instabilité de fonctionnement.

LINEARITE

Nous avons dit que le courant de charge ne varie pas linéairement en fonction du temps.

Si l'on utilise une base de temps sans correction, pour l'examen d'une tension sinusoïdale en développant sur l'écran plusieurs périodes de cette tension, nous voyons que d'un côté la longueur occupée par une période est plus petite que de l'autre côté. Le rétrécissement correspond à la fin de charge du condensateur, où le déplacement du spot est plus lent par suite de la variation moins rapide de E_c .

Nous avons vu précédemment par quelle loi cette variation est régie; il faut chercher à avoir $E - E_{c0}$ aussi grand que possible par rapport à E_c (fig. II-7).

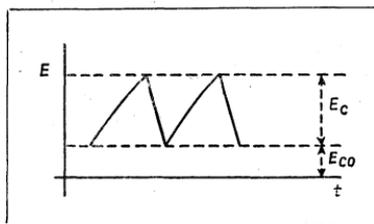


Figure II-7.

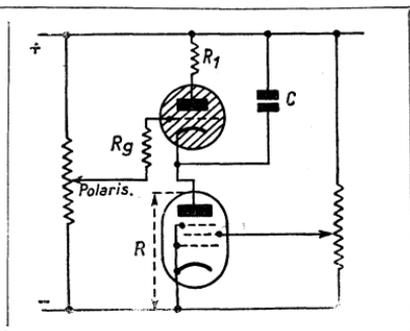


Figure II-8.

En prenant $E_c = E/10$, la linéarité est acceptable. La distorsion est donnée grossièrement par $d = E_c/E$.

Pour améliorer la linéarité, on utilise à la place de R une penthode. On sait que le courant anodique d'un tel tube est sensiblement indépendant de la tension, au-dessus de 80 volts (caractéristiques $I_a - V_a$) donc, $E - E_{c0}$ ne doit pas être inférieur à 80 volts.

Le courant de charge restera constant et la tension E_c aux bornes du condensateur, croîtra linéairement (fig. II-8).

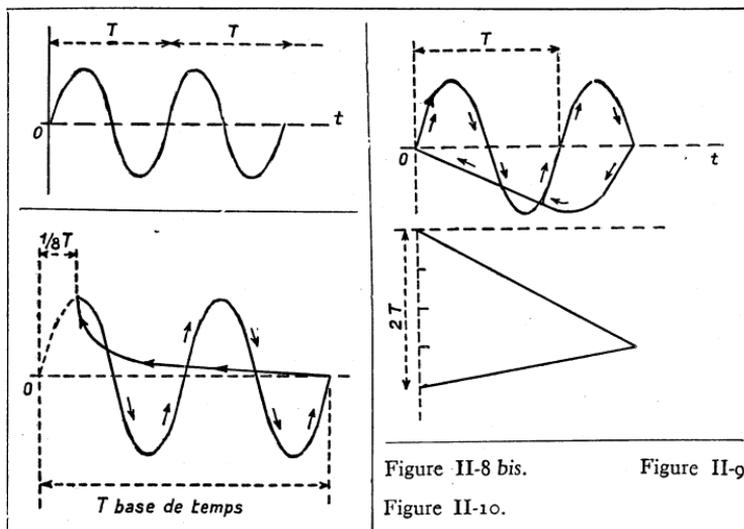
La décharge doit se produire, et une nouvelle charge recommencer avant que la tension tombe au-dessous de 80 volts. Cette décharge s'effectue dans un tube relais dont la polarisation grille, rappelons-le, permet de régler la tension à laquelle le tube commence à décharger C. Une fois que la décharge est commencée, elle continue, quelle que soit la tension grille, et elle ne s'arrêtera que pour la tension où cesse le courant anodique du tube relais.

La courbe $I_a - V_a$ d'une penthode peut être déplacée entre les coordonnées, en faisant varier la tension d'écran.

Grâce à cette propriété, il est possible de régler le courant de charge et, par suite, la fréquence (avec i plus faible, l'ionisation met plus de temps à se produire, la fréquence diminue dans ce cas). Le réglage de la tension d'écran de la penthode permettra donc de régler l'amplitude de la tension E_c .

Un avantage de l'emploi d'une penthode est que l'amplitude demeure constante aux diverses fréquences de l'appareil.

La plus grande tension négative entre grille et cathode est engendrée au moment où C est complètement déchargé et elle est presque égale à la tension entre le + et la prise « polarisation » du diviseur de tension. Pendant la charge de C, la polarisation diminue peu à peu du fait que la cathode devient négative. La triode s'amorce enfin



lorsque la tension de cathode est égale au potentiel de la grille plus la polarisation. Le tube relais a sa grille à un potentiel fixe par rapport à l'anode. Il est possible alors qu'au début de la décharge, la grille devienne un peu moins négative par rapport à la cathode, ce qui ne se produit pas en l'absence d'une penthode; ce phénomène accélère l'amorçage.

TEMPS DE RETOUR

Nous avons déjà signalé l'existence de ce phénomène dû à la présence inévitable de la résistance de protection et au retard de la neutralisation des ions qui ont pris naissance dans le tube au moment de la décharge.

Le retour est gênant pour l'examen de certaines figures à des fréquences élevées et complique le travail d'interprétation des images pour l'opérateur inexpérimenté.

Une base de temps idéale donnerait pour la représentation d'une tension sinusoïdale la courbe représentée figure II-8 bis.

Mais, à cause du temps de retour, on n'obtiendra que la courbe que montre la figure II-9. Les flèches indiquent le trajet suivi par le spot, on voit que la dernière période est tronquée, le temps mis par le spot à parcourir la seconde moitié est utilisé au retour du point de départ. La durée du retour est donc $T/2$.

Dans les deux cas, la période de la tension à examiner étant T , celle de la base de temps est réglée à $2 T$, puisqu'elle développe deux périodes.

La vitesse de retour étant beaucoup plus rapide, le tracé est moins lumineux. Cependant, aux fréquences élevées, il atteint la même luminosité que le tracé utile.

Quand le tube travaille près de sa limite supérieure en fréquences, il arrive que la durée du retour soit égale à la durée du temps de charge du condensateur.

Le temps de retour d'une base de temps pour une fréquence donnée peut être évalué facilement. Supposons que les plaques horizontales soient reliées à une source de tension dont la fréquence est 50 hertz et les plaques verticales à la base de temps réglée sur 25 hertz. Nous voyons sur l'écran une courbe analogue à celle de la figure II-10, soit 2 périodes de la tension 50 hertz. Il manque une fraction de ces deux périodes, le $1/4$ de la première est absent de l'image.

La durée de T est de $1/25$ de seconde; le temps mis pour analyser une seule période de la tension est $1/50$ de seconde. Le quart de cette analyse représente $1/200$ de seconde. Le temps de retour sera $25/200 \times 100 = 12,5 \%$ du temps de l'excursion utile.

SUPPRESSION DE LA TRACE DE RETOUR

Certains ensembles à tube à rayons cathodiques sont munis d'un dispositif qui permet de supprimer la trace de retour.

Nous avons représenté, figure II-11, la reproduction du développe-

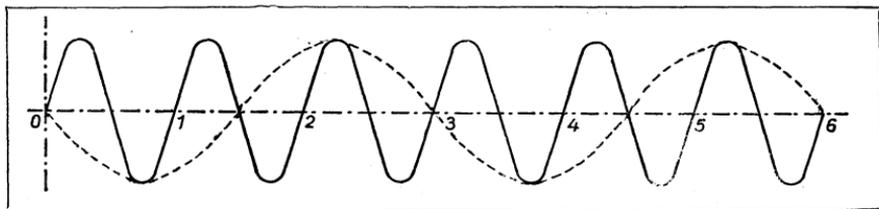


Figure II-11.

ment de 8 périodes d'une tension de fréquence 240 kHz, la base de temps étant réglée à $240/8 = 30$ kHz.

Le temps de retour de la base de temps est de $1/4$ de la période totale, la durée du retour sera $8/4$ de période ou 2 périodes entières.

Nous ne voyons sur l'écran que 6 périodes utiles et 2 périodes pour le temps de retour, la figure donne une idée du degré de complexité que peuvent atteindre certaines figures.

Nous savons que la luminosité est fonction de la polarisation du Wehnelt. Si donc, pendant la durée du retour nous envoyons sur cette grille une tension négative, cette trace sera effacée; seules apparaîtront les traces utiles de l'aller.

Il y a là un danger pour l'opérateur qui veut se servir d'un oscillogramme pour déterminer une fréquence, procédé que nous examinerons ultérieurement. En effet, la base de temps étant réglée sur 30 000 hertz, nous serions en droit de conclure que la fréquence de la tension à examiner est $30\,000 \times 6 = 180\,000$, alors qu'elle est en réalité 240 000.

Un dispositif très simple, utilisé dans les appareils *Du Mont*, est représenté figure 11-12. Pendant que C se décharge dans le tube,

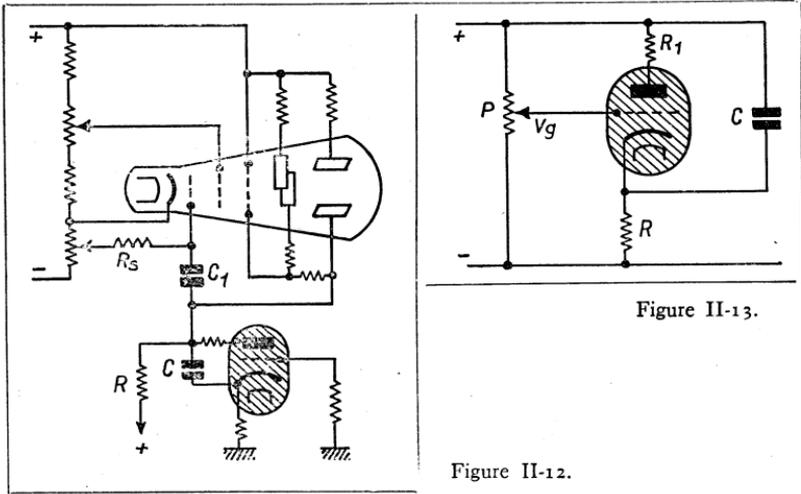


Figure II-13.

Figure II-12.

C_1 fait de même. Un faible courant de recharge circule alors dans R_5 (0,5 M Ω) et le Wehnelt devient assez négatif pour qu'il n'y ait pas de lumière.

La capacité C_1 doit être de haute qualité, sa valeur sera de 50 pf.

Si, au moyen d'un étage de gain égal à l'unité, on décale de 180° , la tension d'attaque de C_1 , la trace utile est supprimée. Certains appareils utilisent la trace de retour pour le développement de tensions de fréquence élevée.

FONCTIONNEMENT DES TUBES-RELAIS AUX FREQUENCES ELEVEES

Nous avons déjà signalé quelques causes du fonctionnement difficile des tubes relais aux fréquences élevées. Le retard à l'amorçage qui donne une déformation de la dent de scie, peut être évité en plaçant la résistance de charge R dans le circuit de grille. Comme la tension aux bornes de cette résistance varie en même temps que celle de C, V_g n'est pas constante. La polarisation convenable est obtenue au moyen de P. (fig. 11-13).

La zone d'amorçage difficile est très limitée, car, dès que la tension aux bornes de C croît au delà de V_{max} la tension entre cathode et masse décroît de la même valeur, la polarisation décroît, l'amorçage est accéléré. A la fin de la décharge, la polarisation de la grille est élevée, l'arc est coupé franchement. Le temps de décharge est proportionnel à C et aussi à la tension d'amorçage.

L'utilisation d'un tube-relais aux fréquences élevées nécessite certaines précautions à prendre pour la durée de vie du tube.

En fonctionnement normal, la puissance, à la tension d'arc constante, est pratiquement égale à $P = V_{arc} I^{(1)}$, où I est le courant continu absorbé et, en même temps, le courant moyen du tube ($V_{arc} = 33$ V pour le tube EC 50).

Pour le tube EC 50 par exemple, à intensité de courant maximum de 10 mA, la durée de vie du tube est satisfaisante si

$$P = 33 \times 0,01 = 0,33 \text{ W.}$$

Si l'arc est incomplet, toute la tension de C se trouve pratiquement appliquée à l'anode, toute l'énergie emmagasinée dans C est absorbée dans le tube. La puissance est alors

$$P = I \frac{V_a + V_{arc}}{2}$$

(V_a = tension anode).

(1) La tension d'arc se définit ainsi : dès que le courant d'arc est établi, donc dès que des ions se trouvent autour de la cathode, on peut régler arbitrairement l'intensité à l'aide d'une résistance série, cela à condition que la tension du tube reste suffisamment grande pour produire l'ionisation. Cette tension est V_{arc} .

A la fin de la décharge, la tension d'arc est extrêmement faible et $P = I V_{\max} / 2$ (V_{\max} = amplitude de la tension de relaxation). Si l'on désire une dent de scie d'une amplitude de 200 volts et un courant de charge de 10 mA, $P = 1$ watt.

Quand la triode à gaz doit fonctionner longtemps à fréquence élevée, on doit choisir un courant de charge très faible pour que P reste plus petit que $I V_{\max} / 2$.

Il est parfois prudent de faire suivre le tube-relais d'un étage amplificateur. Ces observations ne sont à prendre en considération que si $C < 2\,000$ pF.

Le temps de retour est influencé par une faible valeur de C . Si, aux valeurs de I_{\max} , on désire conserver un temps de retour réduit, il faut travailler à courant réduit, ce qui limite la plage de fréquence qu'on peut couvrir, car comme il est impossible de compenser la réduction de I par une réduction de C , on est vite limité dans cette voie. Une gamme étendue de fréquence n'est possible qu'à la condition de consentir un temps de retour important.

L'inertie des ions amène encore une perturbation à la décharge, une sorte de traînée entre la fin de la décharge et le début de la charge suivante. Les ions libérés pendant la décharge, durant un court instant maintiennent le tube conducteur. Il peut même arriver qu'une dent de scie de très faible amplitude s'intercale entre deux dents de scie normales. Le montage signalé plus haut élimine la majeure partie de ces inconvénients.

FREQUENCE MAXIMUM D'UNE TENSION DE RELAXATION

Cette caractéristique, pour une base de temps, n'est pas complète, si elle n'est accompagnée dans son énoncé de l'indication de l'amplitude atteinte.

Pour une fréquence très élevée, le retour peut rendre la figure inutilisable; par exemple, le tube EC50 permet d'obtenir une fréquence de 500.000 hertz, mais l'amplitude serait extrêmement réduite et le temps de retour égal à 25 % du temps utile.

Si le temps de retour est gênant, on a intérêt à observer plusieurs périodes sur l'écran.

Pendant une période de la tension à étudier, la déviation horizontale doit être grande, elle est proportionnelle à E_{c1} .

La qualité d'un oscillateur à relaxation est de fournir un accroissement linéaire d'amplitude suffisante pour une petite période.

Au lieu de parler de fréquences maxima, il serait plus logique d'exprimer la performance d'une base de temps en vitesse de charge :

$$\Delta E = I \frac{\Delta t}{C} \quad \text{d'où} \quad \frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{I}{C}$$

Ces relations mettent en relief le fait que la vitesse de charge dépend de I et de C, valeurs qui déterminent la limite de fonctionnement.

Pratiquement C ne peut dépasser 50 pF, et, pour le tube EC50, I sera limité à 10 mA.

$$\text{Alors :} \quad \frac{\Delta E}{\Delta t} = 200 \text{ V}/\mu\text{s.}$$

L'expression, « volt par micro-seconde », s'explique ainsi : Si l'accroissement est par exemple 10V/ μ s, il est possible de représenter une période de 1/100.000^e de seconde sur une longueur correspondant à une tension de déviation de 100 volts.

La valeur de 50 pF énoncée ci-dessus est difficile à atteindre en pratique, et, d'autre part, il ne faut pas fonctionner avec I = 10 mA, car on risque des « ratés » dans l'interruption de l'arc, on doit se contenter de 5 mA. Admettant encore C = 50 pF, la vitesse de charge maximum est 100 V/ μ s.

Et encore, le courant de 5 mA n'est admissible que pour une relaxation de faible amplitude, si l'on tient à une longue durée du tube.

Pour la puissance dissipée maximum, on prendra dans le cas du tube EC50 $0,5 \text{ IV}_{\text{max}} = 0,3 \text{ watt}$.

L'équation qui donne la vitesse de charge peut s'écrire comme suit :

$$\frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{I}{C} = \frac{\text{IV}_{\text{max}}}{\text{CV}_{\text{max}}} = \frac{2\text{P}_{\text{max}}}{\text{CV}_{\text{max}}} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta E}{\Delta t} \text{V}_{\text{max}} = \frac{2\text{P}_{\text{max}}}{C}$$

lors d'une analyse.

On peut encore donner comme caractéristique d'un générateur de tension de relaxation : le produit de la vitesse de charge et de l'amplitude de la tension de relaxation, en posant à l'avance : $\text{P}_{\text{max}} = 0,3 \text{ watt}$ et $C = 50 \text{ pF}$:

$$\frac{\Delta E}{\Delta t} \text{V}_{\text{max}} = \frac{2 \cdot 0,3}{50 \cdot 10^{-12}} = 12 \cdot 10^9$$

Le tube EC50 peut fournir 1.000 volts pour cette amplitude, la vitesse de charge est 12 V/ μ s. Elle croîtra pour des amplitudes plus réduites.

DETERMINATION DES ELEMENTS DE COUPLAGE POUR TENSION DE RELAXATION

Pour que la forme de la tension en dent de scie e_a soit transmise aux plaques du tube (fig. II-14) sans aucune distorsion, il faudrait que C fût infini.

On démontre que la tension à un instant T aux bornes de la résistance de charge est donnée par la relation :

$$e_r = e_0 \left(\frac{RC}{T} - \frac{\varepsilon^{-\frac{t}{RC}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{T}{RC}}} \right).$$

Le calcul montre que la tension de sortie e_r est linéaire pour une valeur de RC très grande par rapport à T .

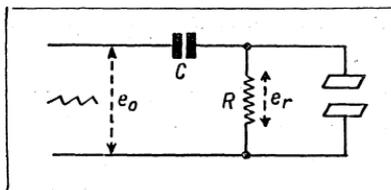


Figure II-14.

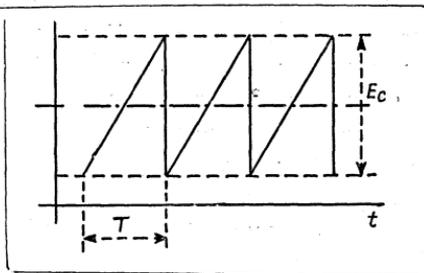


Figure II-15.

Soit e_0 la tension qui attaque le système de liaison, il faut que la tension e_r appliquée aux plaques de déviation soit exactement de même forme que e_0 .

La distorsion qui intervient se traduit par un manque de similitude, par rapport au reste, dans l'inclinaison de la branche supérieure de la courbe représentant la tension de charge.

L'inclinaison est E_c/T (fig. II-15); à un instant dt elle est :

$$\frac{de_a}{dt} = \frac{E_c}{T} - \frac{1}{2} \frac{E_c}{R_c} \quad (1)$$

(1) La variation de e_0 pendant un temps dt infiniment petit peut être considérée comme constante ; il faut qu'il en soit de même pour e_r .

Pour le schéma de la figure II-14 l'équilibre des tensions est défini par

$$e_0 = \int \frac{1}{C} dt + e_r$$

Si $E_c = 100$; $T = 1/50$ de seconde; $R = 2 \text{ M}\Omega$; $C = 0,5 \text{ }\mu\text{F}$;
l'inclinaison réelle est 4 950.

Si le terme représentant la déformation était nul, nous aurions
5 000.

Le défaut dans l'inclinaison est donc 1 %.

Il est possible d'établir une relation, partant de l'équation ci-dessus,
qui donne la valeur à adopter pour RC , un taux de distorsions d %
étant fixé (en général < 5 %).

Posons

$$\frac{\frac{E_c}{T} - \left(\frac{E_c}{T} - \frac{1}{2} \frac{E_c}{RC} \right)}{E_c/T} \times 100 = d = \frac{T}{2RC} \times 100$$

d'où

$$RC = \frac{100T}{2d}$$

Un autre problème complexe est posé par la liaison à un étage
amplificateur éventuel, ou à un étage de déphasage. Il existe toujours
une capacité C en parallèle sur la charge R , de sorte que l'impé-
dance d'anode est fonction de la fréquence, d'où distorsion de la
tension de relaxation surtout aux fréquences élevées (fig. II-16 a).

donc

$$\frac{de_0}{dt} = \frac{i}{C} + \frac{de_r}{dt}$$

est

$$\frac{de_r}{dt} = \frac{de_0}{dt} - \frac{i}{C}$$

de_0/dt est l'inclinaison désirée qui peut s'exprimer par E_c/T (fig. II-15). Le
terme i/C représente donc la quantité dont l'inclinaison de la courbe représen-
tant e_r s'écarte de l'inclinaison de celle de e_0 .

Cette erreur est maximum lorsque i est maximum. Comme R n'est parcourue
que par le courant de relaxation, la tension aux bornes de R oscille de
 $+1/2 E_r$ à $-1/2 E_r$; l'amplitude est donc de $1/2 E_r$.

Le courant i est maximum quand E_r vaut $E_c/(2R)$, l'erreur dans l'inclinaison
est

$$\frac{i}{C} = \frac{1}{2} \frac{E_c}{RC}$$

L'équation devient

$$\frac{d.e_r}{dt} = \frac{E_c}{T} - \frac{1}{2} \frac{E_c}{RC}$$

Si S est la pente de la lampe, R_i sa résistance interne et E_y la tension de relaxation d'attaque, on peut remplacer cette lampe par une source de courant SE_y , montée en parallèle avec une résistance R (fig. II-16 b). Mais R_a est en parallèle sur R_i ; appelons R la résistance équivalente. On peut remplacer SE_y par une source de tension $SE_y R$ montée en série avec une résistance R . Faisons $SE_y R = E_1$, le schéma est donné figure II-16 c.

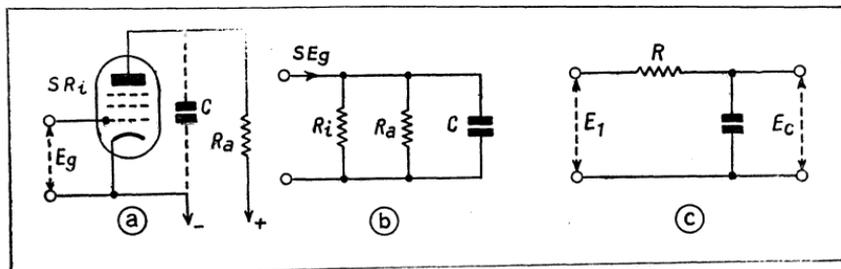


Figure II-16.

Dans le cas du couplage au tube représenté figure II-14, nous avons pris en considération la tension aux bornes de R ; maintenant c'est la tension aux bornes de C qui nous intéresse. E_1 est la tension de relaxation à l'entrée et :

$$E_c = E_0 - E_R = E_0 \left(\frac{t}{T} - \frac{RC}{T} + \frac{\varepsilon \frac{t}{RC}}{1 - \varepsilon \frac{T}{RC}} \right)$$

Le calcul montre que E_c est presque égal à E_1 pour des valeurs de RC très petites par rapport à T , mais déjà pour $T/(RC) = 100$, on voit que la déformation est notable, si l'on trace un réseau des courbes de E_c en fonction du temps pour différentes valeurs de RC .

On peut aussi considérer la tension de relaxation comme une tension sinusoïdale avec des harmoniques, et l'on détermine alors quels sont les harmoniques qui sont transmises. La méthode est moins précise. Pour $T/(RC) = 100$, la 10^e harmonique est réduite à la sortie d'une liaison analogue à celle de la figure II-16 c, à 85 % de sa tension à l'entrée.

Exemple. — Soit une base de temps pour laquelle la fréquence maximum est 50 000 hertz. Admettons que la courbe pour $T/(RC) = 100$ soit d'allure satisfaisante.

Il faut que RC soit inférieur à $T/100$; donc inférieur à $0,2 \mu s$.

La lampe couplée à C est une EL3 dont la résistance interne est 50 000 ohms, la charge est 10 000 ohms. La résistance équivalente à cet ensemble est 8 330 ohms.

La capacité parallèle maximum permise est de 24 μF , valeur impossible à atteindre en pratique. Il faut donc travailler avec R plus faible.

SYNCHRONISATION

Un générateur de tension de relaxation ne peut rester assez stable.

Ce phénomène est gênant, car l'image se déplace continuellement, la fréquence de la base de temps ne demeurant pas égale à la fréquence de la tension à examiner ou à un sous-multiple de cette fréquence.

Il est facile de synchroniser la base de temps sur cette fréquence en appliquant à la grille du tube-relais une fraction de la tension à étudier. Cette faible tension positive vient se retrancher de la polarisation initiale et elle asservit la fréquence de balayage à la fréquence de la tension (en amenant l'ionisation à fréquence fixe).

La base de temps peut être synchronisée sur une fréquence égale à n fois la sienne propre. La figure II-17 montre le mécanisme du système; il faut qu'une crête positive de la tension de synchronisation corresponde à l'instant de fin de charge de C.

Si la tension injectée dans le circuit grille du tube-relais est trop grande, on raccourcit la durée de la période de charge de C; la décharge est déjà provoquée à la fin de la portion de la branche ascendante de la tension sinusoïdale injectée, au lieu de l'être au sommet de celle-ci.

Le couplage se fait en général au moyen d'un petit condensateur de 25 μF ou, mieux, de deux condensateurs de 30 et 5 μF , commutés quand on change la bande de fréquences de la base de temps.

Un autre dispositif utilisé sur certains appareils américains consiste à insérer en série dans le circuit grille du tube le secondaire d'un transformateur écrané dont le primaire est alimenté par la tension à étudier. Ce dispositif fonctionne bien pour les fréquences basses, mais il est difficile de fabriquer un transformateur capable de passer les fréquences élevées dont on peut avoir besoin.

Certaines réalisations utilisent le système suivant qui permet un dosage très progressif de la tension de synchronisation.

Un potentiomètre est branché en parallèle sur le circuit des plaques

verticales du tube à rayons cathodiques. La grille du tube-relais est reliée au curseur de ce potentiomètre à travers une résistance et une capacité (fig. II-18).

La synchronisation est une chose délicate à manier. Dans un appareil de fabrication industrielle sérieuse, l'usage correct de ce bouton nécessite une expérience assez grande. Il est possible avec un excès de synchronisation de fausser complètement un oscillogramme. Il faut toujours synchroniser juste assez pour que l'image « tienne ».

La réalisation du dispositif de synchronisation lors de la fabrication d'un appareil demande de très grands soins. Il ne faut pas ménager les blindages judicieux, les fils sous gaine à très faible capacité. La grille du tube-relais peut recevoir autant de tension par rayonnement que par la capacité de couplage.

Le circuit cathode sera traité avec soin, toute capacité parasite venant s'ajouter à C.

Ces deux circuits seront construits comme s'il s'agissait de l'entrée d'un amplificateur.

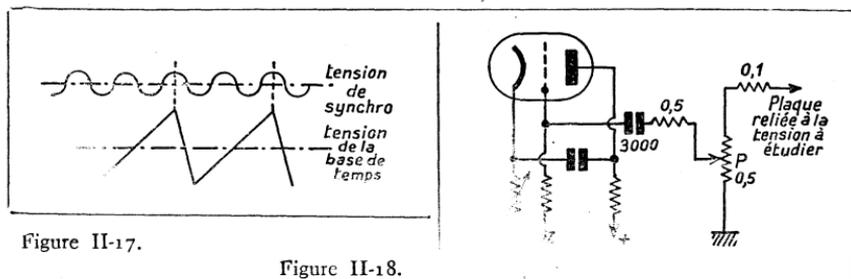


Figure II-17.

Figure II-18.

REALISATION D'UN OSCILLATEUR DE RELAXATIONS A THYRATRON ET A PENTHODE SERIE

On reconnaît dans la figure II-19, le tube à gaz classique et une penthode montée en série entre la cathode de cette triode et le moins.

Pour une tension d'alimentation de 400 volts, le tableau de la figure II-20 indique les valeurs de la résistance de protection R_1 et de C pour différentes tensions de sortie. Les valeurs des capacités sont déterminées en supposant que le courant de charge peut être modifié entre 0,5 et 3 mA.

Cela est dit pour le cas où une telle base de temps serait réalisée avec une tension inférieure à 400 volts, cas où il y aurait lieu de

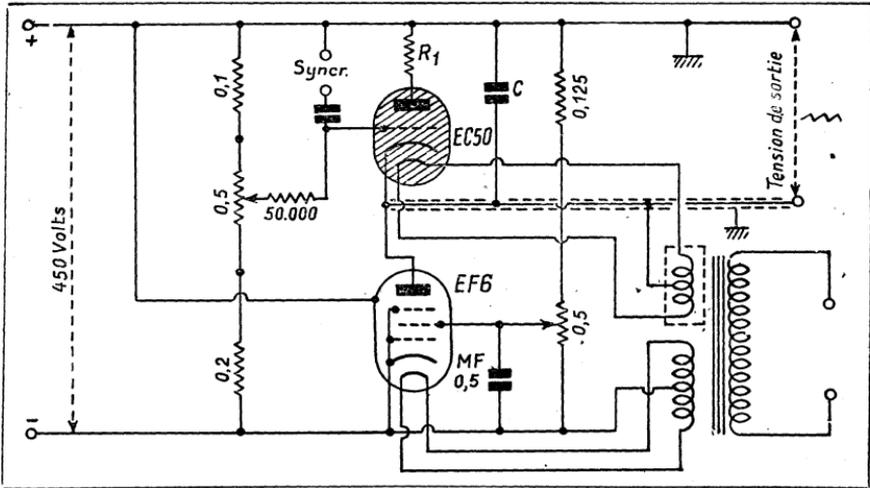


Figure II-19.

modifier les valeurs de C et même d'adjoindre une gamme supplémentaire, le rapport des fréquences extrêmes par gamme n'étant plus respecté.

L'amplitude de la dent de scie est réglée par le potentiomètre P_1

Fréquence Hertz	Condensateur de charge C				
	Tension de sortie 75 V $R_1 = 100 \Omega$	Tension de sortie 150 V $R_1 = 200 \Omega$	Tension de sortie 300 V $R_1 = 400 \Omega$	Tension de sortie 500 V $R_1 = 700 \Omega$	Tension de sortie 1 000 V $R_1 = 1350 \Omega$
1-10	13 μF	6,5 μF	3,5 μF	2 μF	1 μF
8-80	1,7 μF	0,8 μF	0,4 μF	0,25 μF	0,125 μF
70-700	0,2 μF	0,1 μF	0,05 μF	0,03 μF	0,015 μF
600-6 000	0,022 μF	0,11 μF	5 500 pF	3 200 pF	1 700 pF
5 000-50 000	2 700 pF	1 360 pF	700 pF	400 pF	200 pF
15 000-150 000	900 pF	450 pF	220 pF	135 pF	65 pF

Figure II-20.

et la fréquence par P_2 . On règle d'abord P_1 pour avoir l'amplitude cherchée, puis, après P_2 , lequel règle la tension écran de l'EF6.

Il faut bien remarquer que l'enroulement de chauffage du tube-relais, représenté près du tube pour simplifier le dessin, doit être indépendant et écrané. On soignera particulièrement la réalisation de cette partie.

Ce montage est très intéressant, la résistance de charge étant

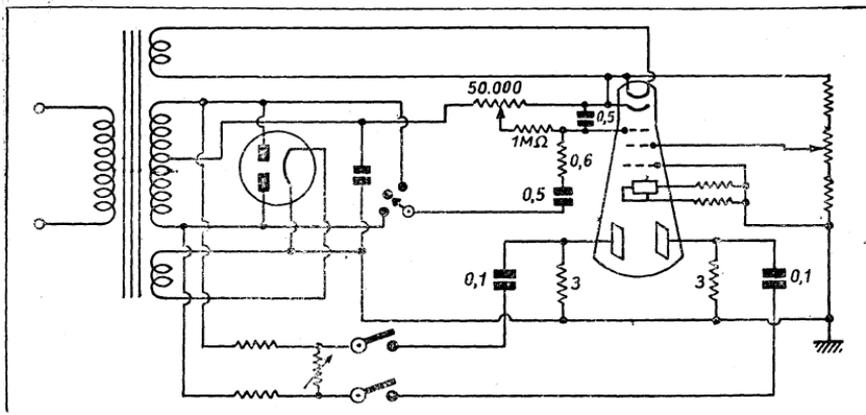


Figure II-21.

insérée dans le circuit cathode du tube-relais, le fonctionnement demeure correct jusqu'à des fréquences assez élevées, ainsi que nous l'avons signalé dans un paragraphe précédent.

L'intensité I_a d'une penthode n'est pas absolument constante en fonction de V_a , il faut compter sur une variation de 2 %. L'inclinaison de la courbe de charge par rapport au temps aura une variation identique.

La tension d'alimentation est la somme des tensions suivantes :

- La tension à appliquer entre les plaques E_c ;
- La tension minimum à laquelle peut accéder la décharge de C (17 volts pour un tube 4 686 et 33 volts pour un tube EC50) ;
- 80 volts, tension au-dessous de laquelle il ne faut pas descendre afin que le point de fonctionnement demeure sur la branche de moins grande pente de la caractéristique $I_a - V_a$ de la penthode.

La penthode utilisée dans ce montage est une EF6 (6,3 V. — 0,2 A) le tube-relais un tube EC50 (6,3 V — 1,3 A).

REALISATION D'UN OSCILLATEUR DE RELAXATION ECONOMIQUE, SANS TUBE DE DECHARGE

Il peut être intéressant pour des contrôles de construire une base de temps économique, sans tube de décharge. Nous décrivons (fig. II-21) un tel dispositif fonctionnant à la fréquence du réseau et empruntant cette tension pour le développement des tensions à examiner. Il serait évidemment possible de travailler sur une autre fréquence issue par exemple d'un générateur basse fréquence qui alimenterait par une ligne, dans un atelier, une série de petits tubes à rayons cathodiques de contrôle.

On ne peut évidemment observer que des images stationnaires de phénomènes ayant une fréquence égale à un multiple de 50 hertz par exemple.

Appliquons sur la paire de plaques donnant la déviation horizontale une tension sinusoïdale d'une amplitude telle que la déviation du spot devienne plus grande que le rayon de l'écran (fig. II-22) la distance bord à bord, sur l'écran est parcourue, par exemple en $1/6$ de période avec une vitesse assez uniforme, on peut donc faire figurer l'oscillogramme d'un phénomène de 300 hertz.

En réglant l'amplitude de façon que le rayon de l'écran soit parcouru par exemple en $1/30$ de la période de la tension du réseau soit en $1/1\ 500$ de seconde, on pourra reproduire l'oscillogramme d'un phénomène de 1 500 hertz ou trois périodes d'un phénomène de 4 500 périodes.

Il est intéressant de supprimer la trace de retour. Pour cela, nous appliquerons au Wehnelt une tension alternative telle que cette électrode soit rendue négative pendant la période de retour.

A cet effet, le Wehnelt est relié à la tension alternative qui produit le balayage, à travers une chaîne constituée par une résistance de $0,6\ \text{M}\Omega$, un condensateur de $0,5\ \mu\text{F}$. Cet ensemble en combinaison avec le condensateur de $0,5\ \mu\text{F}$ inséré entre Wehnelt et cathode, donne le déphasage nécessaire à la tension appliquée.

Ce calage de la phase est nécessaire, parce qu'un maximum d'intensité lumineuse doit coïncider avec la position du spot au centre de l'écran, donc avec un passage « zéro » de la tension en dent de scie. La suppression du retour donne un peu de flou au commencement et à la fin de l'oscillogramme, le centre reste bon. On obtiendra des sinusoïdes pour des tensions à analyser de 300 à 4 000 hertz. Pour des fréquences plus basses, on verra des ellipses, cercles ou droites.

BASE DE TEMPS SYMETRIQUE A TUBE-RELAIS

Nous décrivons maintenant une base de temps symétrique, simple à réaliser et consommant peu.

Cette base de temps donne une linéarité correcte, bien qu'une penthode série ne soit utilisée. On met à profit pour corriger la distor-

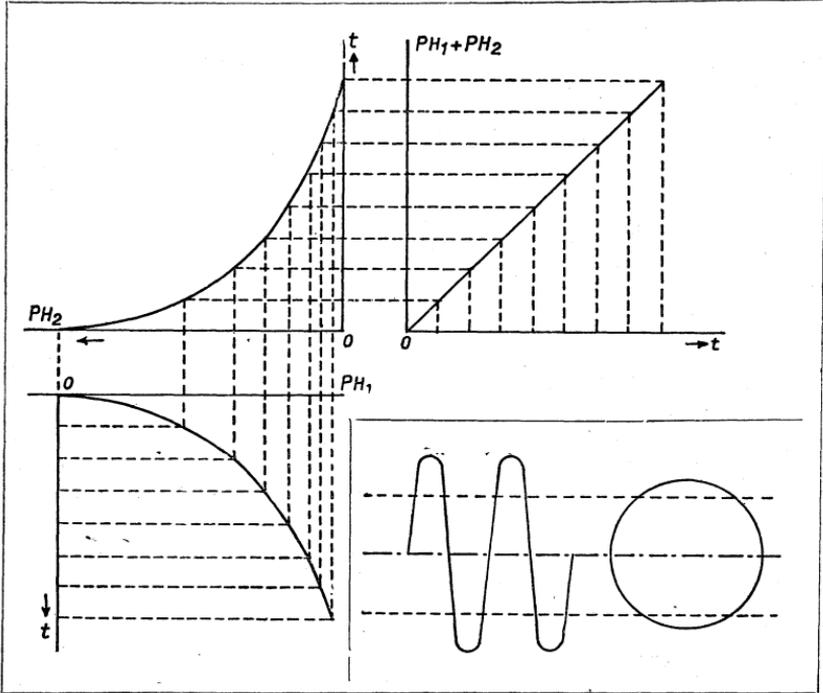


Figure II-23.

Figure II-22.

sion de la tension issue de la charge de C, la forme de la caractéristique de la lampe de symétrie, caractéristique sur laquelle on choisit judicieusement le point de fonctionnement.

La figure II-23 explique le principe de fonctionnement. L'ensemble (fig. II-24) est réalisé avec un tube 4 690 et une penthode EF9 montée en triode, (ou EC50 et EF9).

Le schéma de la partie tube-relais est classique, une fraction de la tension de charge est appliquée à la grille du tube EF9 par un diviseur de tension qui donne un affaiblissement égal au gain que procure l'étage triode.

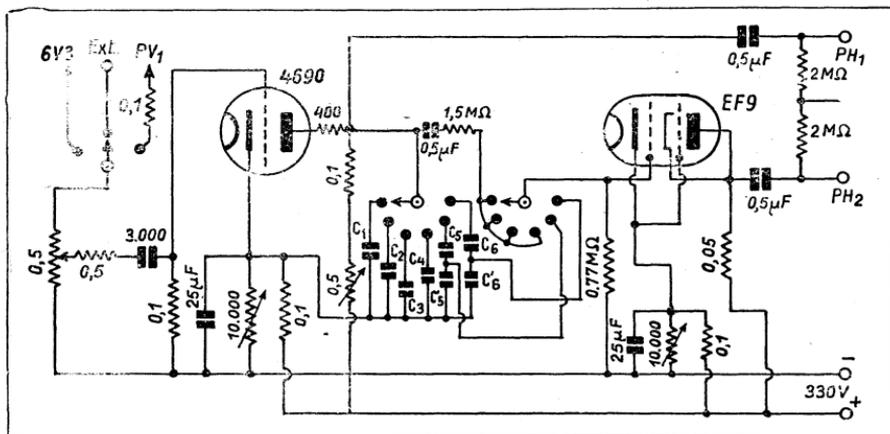


Figure II-24. — $C_1 = 0,25 \mu\text{F}$; $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$; $C_3 = 0,02 \mu\text{F}$;
 $C_4 = 5\,000 \text{ pF}$; $C_5 = 1\,600 \text{ pF}$; $C_6 = 4\,000 \text{ pF}$; $C_7 = 200 \text{ pF}$; $C_8 = 500 \text{ pF}$.

Cet affaiblissement doit être indépendant de la fréquence. On remarque que pour les deux dernières positions du commutateur, le diviseur de tension est du type à capacité.

En parallèle sur la résistance de $0,77\text{M}\Omega$ se trouve la capacité dynamique d'entrée de la lampe (une triode ici, donc forte C), ainsi que les capacités parasites. On est en présence d'un ensemble résistance et capacité en parallèle dont la capacitance va diminuer quand la fréquence va croître d'où déséquilibre dans la symétrie. De plus ce qui est grave, cet ensemble introduirait sur les fréquences élevées, un déphasage.

Pour les deux dernières positions, la capacité de charge est constituée par les deux condensateurs en série, du diviseur de tension; la présence des capacités parasites n'a pour effet que d'augmenter légèrement la valeur de la capacité côté masse.

Pour les fréquences plus basses, on opère avec un diviseur à résistance, l'effet des capacités parasites est négligeable et, de plus, il faudrait des condensateurs de valeur énorme.

La tension résultante est produite comme le montre la figure II-25, par les amplitudes A_T et A_{EF9} qui s'ajoutent.

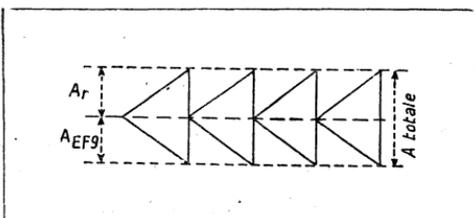


Figure II-25.

Mise au point. — On commencera par s'assurer que la partie tube-relais fonctionne, on doit obtenir un trait de longueur l sur l'écran; essayer toutes les gammes.

La liaison plaque du tube cathodique avec le tube EF9, coupée pour le premier essai, est maintenant rétablie et l'on coupe la liaison de PH_1 avec l'anode du tube-relais; on obtient un trait de longueur l' approchant de celle de l .

Après avoir connecté PH_1 et PH_2 à leur place respective, on applique sur PV_1 et PV_2 une tension sinusoïdale issue d'un générateur basse fréquence réglé à 500 hertz, par exemple (le générateur B.F. peut être remplacé par un petit oscillateur établi avec un transformateur basse fréquence shunté convenablement, ou par l'oscillateur de modulation d'un générateur H.F. de service).

La fréquence de la base de temps est réglée, à l'aide du potentiomètre de $0,5M\Omega$, à une valeur telle qu'une dizaine de périodes apparaissent sur l'écran. Laissant PH_1 en liaison avec l'anode du tube-relais, on voit se dessiner sur l'écran une figure ayant l'allure de la figure 11-26 A. Déconnectons PH_1 et reliions PH_2 à l'anode EF9 l'oscillogramme obtenu est représenté figure 11-26B.

On voit par exemple qu'en A, l'écart a entre les sommets des deux premières périodes est plus réduit que l'espace b qui sépare les sommets des deux dernières; tandis qu'en B, c'est a qui est plus grand que b .

Branchons maintenant PH_1 et PH_2 à leurs places respectives, la courbe obtenue a l'allure représentée figure 11-26 C. Il y a une nette amélioration, mais a est encore différent de b .

Nous retouchons maintenant la résistance de cathode du tube EF9 jusqu'à ce qu'on obtienne $a = b$. On effectuera la mesure avec les pointes d'un compas.

L'expérience montre qu'il y a intérêt à avoir, côté EF9, une amplitude, légèrement supérieure à celle du côté tube-relais, car on exagère par cet artifice, l'effet de correction de la courbure caractéristique de l'EF9. Le diviseur de tension a été établi en suivant cette règle.

Le courant anodique du tube EF9 est, en fonctionnement, voisin de 1 mA pour une tension d'alimentation de 330 volts.

Un commutateur permet de synchroniser la base de temps :

- a) sur la tension à examiner;
- b) sur une source extérieure;
- c) sur 50 hertz, au moyen de la tension de chauffage.

Cette base de temps permet de « sortir » correctement une dent de scie capable d'explorer l'écran des tubes usuels pour oscillographes.

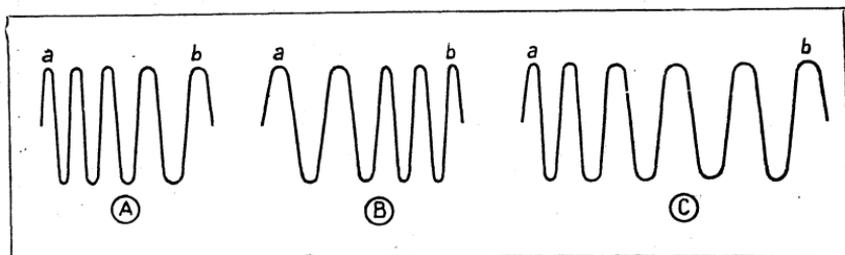


Figure II-26.

L'alimentation de 330 volts correspond à la valeur utile pour la tension d'anode d'un amplificateur de mesure qui peut, avec le tube cathodique, constituer un ensemble pratique.

REALISATION D'UN GÉNÉRATEUR DE TENSIONS DE RELAXATION A TUBES A VIDE

Bien que les triodes à gaz modernes permettent d'établir des oscillateurs à relaxation très simples et capables de fournir des tensions de fréquences élevées, certains constructeurs utilisent un générateur équipé uniquement avec des tubes à vide. Nous donnons ci-dessous la description d'un tel générateur capable de fournir une tension en dents de scie de fréquence allant jusqu'à 100 000 hertz.

Principe et schéma. — La figure II-27 montre le schéma de principe d'une base de temps à tubes à vide. Les différents condensateurs entrant dans la constitution des groupes C_1 et C_2 seront choisis d'excellente qualité, les éléments de faible valeur à diélectrique mica.

La penthode EF9 de régulation a pour fonction de rendre linéaire la charge du condensateur C_1 . Cette penthode travaille dans la zone rectiligne de sa caractéristique $I_a - V_a$.

Nous avons déjà étudié le rôle de la penthode dans une base de temps à triode à gaz; le tube EF9 utilisé joue à la fois le rôle de résistance de charge variable, permettant de changer la fréquence, et celui de régulateur de charge du condensateur.

Le potentiomètre R_1 sert à couvrir les bandes de fréquences comprises entre deux plots du commutateur des capacités C_1 et C_2 .

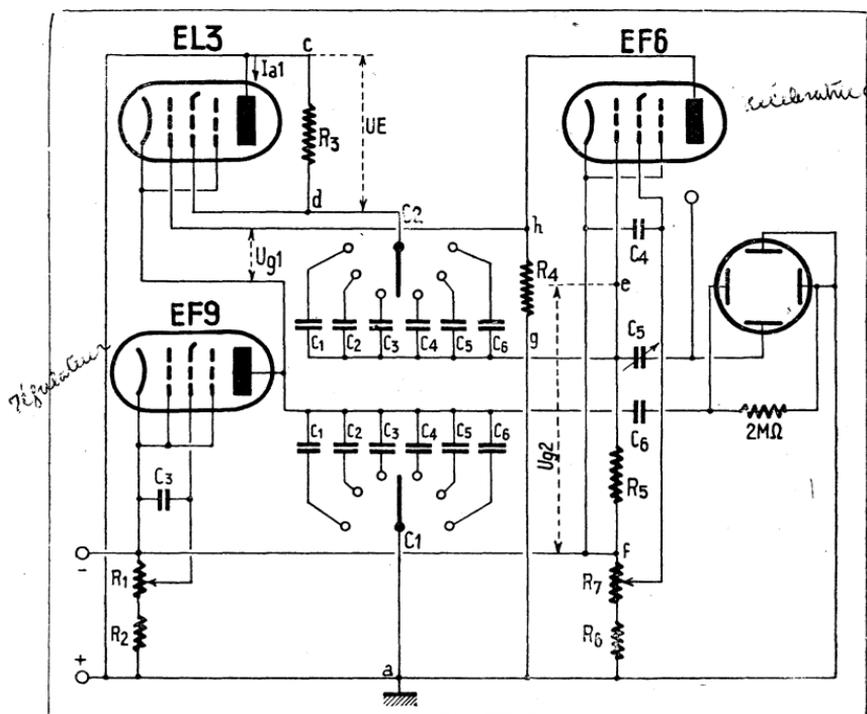


Figure II-27.

C_1	0,5	μF	C_2	0,02	μF	$C_3 = C_4 = 0,5 \mu\text{F}$		
	0,1	»		0,005	»		$C_5 = 15 \text{ à } 50 \mu\mu\text{F}$	
	0,02	»		0,001	»			$C_6 = 1 \mu\text{F}$
	0,004	»		200	$\mu\mu\text{F}$			
	800	$\mu\mu\text{F}$		50	»			
	160	»		10	»			
$R_1 = 50 \text{ k}\Omega$		$R_3 = 25 \text{ k}\Omega$		$R_5 = 50 \text{ k}\Omega$				
$R_2 = 125 \text{ »}$		$R_4 = 100 \text{ »}$		$R_6 = 80 \text{ k}\Omega$				
				$R_7 = 50 \text{ k}\Omega$				

Le potentiomètre R_7 , qui commande la tension d'écran d'une penthode EF6 dite accélératrice, servira à régler l'amplitude de la tension en dents de scie.

Les deux commutateurs commandant les deux groupes de condensateurs sont à fixer en bout d'arbre l'un de l'autre. La tension de balayage est prise aux bornes d'un condensateur C_1 . Un couplage pour la synchronisation peut être effectué au moyen d'un condensateur de faible valeur C_1 ou du dispositif avec potentiomètre utilisé pour la base de temps à triode à gaz décrite dans ce chapitre.

Les capacités indiquées permettent de couvrir la plage de 17 à 100 000 hertz.

Fonctionnement du système. — Les cathodes des tubes étant supposées chaudes à l'instant où la haute tension est appliquée, l'élément de C_1 en service, se charge; la lampe EL3 est alimentée, la tension entre a et b croît suivant la loi de charge de C_1 à travers la résistance interne de la penthode régulatrice. A ce même instant un élément de C_2 se charge également sous 500 volts. Avant que la lampe EL3 soit alimentée, la tension totale est appliquée sur C_2 , car il n'existe pas de chute de tension dans R_3 .

La penthode accélératrice est, dès sa mise sous tension, parcourue par un courant anodique fonction de la tension d'écran ajustée à l'aide de R_7 .

La chute de tension entre g et h due au courant d'anode de la EF6, produit une forte polarisation négative de la grille du tube EL3 par rapport à la cathode de ce tube. Il faudra, entre a et b , une tension assez élevée, afin que la cathode soit moins positive par rapport à la grille pour qu'un courant circule dans la penthode EL3. Le principe de cette combinaison est résumé figure II-28.

A l'origine, la situation est la suivante: les condensateurs C_1 et C_2 vont se charger, les courants anode et écran du tube EL3 sont nuls, la grille de cette lampe est bloquée par la chute de tension due au courant anodique de la penthode accélératrice dans R_4 .

Le condensateur C_1 se charge, la tension aux bornes de la EL3 croît. A un instant donné, cette tension aura une valeur assez importante pour que la polarisation de la grille de cette lampe, soit, elle, trop faible pour empêcher la naissance des courants d'anode et d'écran.

Examinons les résultats de l'apparition du courant d'écran EL3. Une chute de tension se produit dans la résistance R_3 . Le condensateur C_2 n'étant plus soumis à la haute tension totale, se décharge partiellement à travers la source d'alimentation. Le courant de décharge en traversant la résistance R_5 crée une différence de potentiel entre e et f et la grille EF6 devient négative; le courant anodique de ce tube diminue, la chute ohmique entre g et f est la plus petite et la grille du tube EL3 devient légèrement positive par rapport à la cathode.

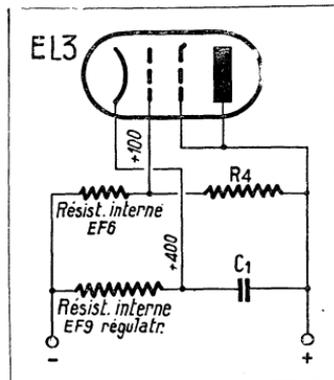


Figure II-28.

En même temps, nous avons vu que la charge de C_1 avait atteint une valeur telle que le courant s'était établi dans les circuits de ce tube. Le fait que la grille devient positive va donner au courant une nouvelle impulsion vers le maximum et accélérer la décharge de C_1 sur la résistance interne, réduite à cet instant, de l'EL3.

C_1 étant déchargé au-dessous de la tension limite pour laquelle

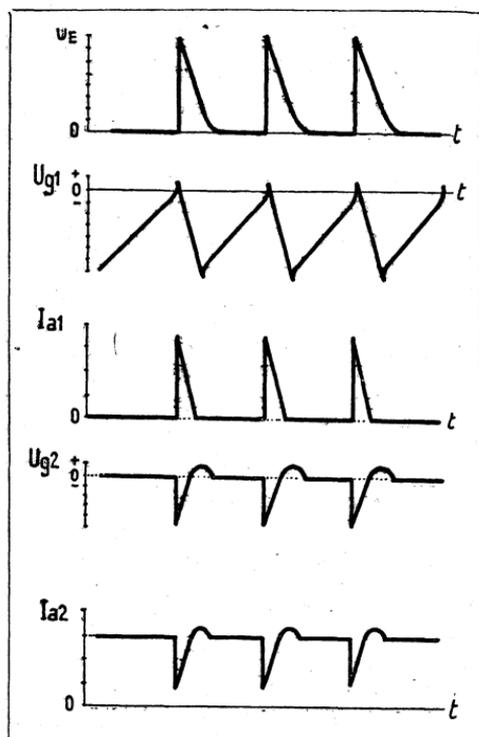


Figure. II-29.

le courant s'annule, le tube EL3 est privé de tension; la différence de potentiel entre c et d disparaît, le condensateur C_2 se charge à nouveau sous la tension totale; le courant de charge C_2 donne à la grille de l'EF6 une légère impulsion positive (voir graphique U_{g2} figure II-29) d'où résulte un accroissement de courant qui rend la grille EL3 encore plus négative au départ et qui accélère l'annulation des courants plaque et écran de cette lampe.

Le condensateur C_1 ne se décharge pas complètement après chaque dent de scie ; la tension de polarisation U_{p1} (voir graphique) a une amplitude plus faible qu'à l'origine du cycle. Cette décharge incomplète permet de n'utiliser que la zone absolument rectiligne de la caractéristique de charge du condensateur.

Les graphiques de la figure II-29 permettent de bien se représenter le processus du phénomène dans les différents circuits en fonction du temps.

Réglage de l'amplitude de la tension de balayage. — L'amplitude est réglée au moyen du potentiomètre R_7 qui commande la tension d'écran de la lampe accélératrice. Cette tension d'écran commande le débit d'anode et l'amplification du tube. Plus la variation de courant anode sera forte, plus la différence de potentiel entre g et h sera grande, plus la grille EL3 sera négative et plus la tension entre a et b devra être élevée pour que les courants d'anode et d'écran prennent naissance : l'amplitude du balayage sera alors grande.

Réglage de la fréquence. — Nous savons qu'il est possible de couvrir avec cette base de temps, une plage de fréquence qui s'étend entre 17 et 100 000 hertz. Comme nous l'avons vu, les commutateurs du groupe C_1 et C_2 permettent de régler le système sur certaines bandes de fréquence ; la variation de résistance interne de la penthode régulatrice permet à son tour de régler dans les différentes plages une fréquence choisie.

En résumé, régler d'abord l'amplitude à l'aide du potentiomètre R_7 . Placer le commutateur des groupes $C_1 - C_2$ sur le repère correspondant à la plage de fréquences où se trouve la fréquence de la tension à observer (ou sur un sous-multiple). Finalement, à l'aide du potentiomètre R_1 , rechercher la fréquence désirée.

Alimentation. — Le transformateur doit avoir un enroulement de chauffage séparé pour le tube EL3. Le centre de cet enroulement est à relier à la cathode de ce tube. Le bobinage haute tension doit fournir 2×500 volts et pouvoir débiter 40 mA.

Avec 500 volts d'alimentation on obtient sur l'écran d'un tube à rayons cathodiques alimenté sous 2 000 volts une amplitude de balayage de 80 mm.

BASE DE TEMPS A COORDONNEES POLAIRES

Dans les oscillographes qu'on rencontre dans l'industrie, le système de coordonnées le plus utilisé est certes le système des coordonnées cartésiennes. Mais certains auteurs préconisent l'emploi d'une base de temps à tracé circulaire; citons par exemple le laboratoires de la Bell Cy. aux U.S.A.

La tension à examiner vient s'inscrire sur la ligne circulaire. Le système comporte une combinaison de déviation statique et de déviation magnétique. La paire de plaques de déviation est connectée à une source de tension sinusoïdale qui déplace le faisceau dans une direction. Le champ magnétique issu des bobines produit la déviation dans un plan perpendiculaire à la première direction.

La construction du circuit est telle que le décalage de phase entre le courant et la tension amène le faisceau d'électrons à tracer un cercle sur l'écran. L'axe des bobines et l'axe de fixation des plaques sont dirigés dans le même sens. On sait que pour un système de déviation magnétique, le déplacement est perpendiculaire à l'axe des bobines.

Le diamètre du cercle est fonction de la tension et du courant. Devant le tube se trouve un écran sur lequel sont tracés des circonférences et des rayons.

Pour assurer la production d'un cercle continu sur l'écran, il est essentiel que les harmoniques du générateur qui fournit la tension de balayage soient éliminées.

La base de temps à trace circulaire a des avantages sur le système à dents de scie. La vitesse de déplacement du spot sur l'écran est constante. L'oscillogramme peut apparaître sur l'écran sans « brisures », grâce à un choix judicieux de la fréquence de la base de temps par rapport à celle de la tension à examiner. L'axe des temps pour un même diamètre de tube peut être trois fois plus long. On peut connaître le temps avec une grande précision, par exemple pour mesurer le temps qui sépare deux tops. La tension qui sert au tracé d'un cercle est de fréquence 50, le diamètre de ce dernier est de 64 mm. La longueur du parcours du spot en 1/50 de seconde est de 200 mm. Une longueur de 1 mm sur la circonférence équivaut à 1/10 000 de seconde.

L'oscillographe à coordonnées polaires est très pratique pour l'étude des phénomènes transitoires, à cause de la grande longueur de l'axe

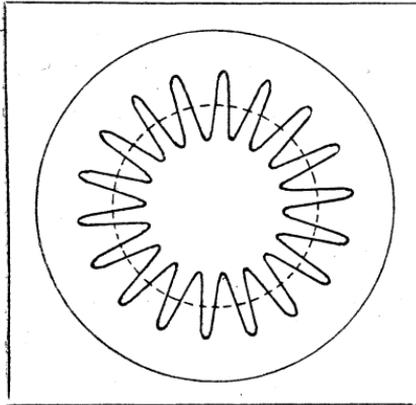


Figure II-30.

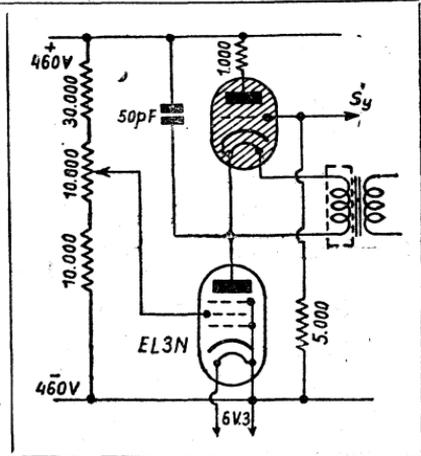


Figure II-31.

des temps qui permet de donner une brillance importante sans nuire à l'écran et aussi parce que, grâce à la trace sans fin, des observations convenables peuvent être faites avec une même facilité en tous les points de l'écran. Il est possible de mesurer de très courtes périodes de temps et d'observer réellement des oscillogrammes sans déformations.

La période de balayage la plus rapide qu'un tel appareil permettait d'atteindre était de $5 \mu s$.

Le tube à rayons cathodiques utilisé possédait un jeu de plaques pour le balayage, au niveau duquel on place les bobines puis une plaque qui reçoit la tension à étudier.

La figure II-30 montre l'aspect du tracé obtenu pour le développement d'une tension sinusoïdale.

BASE DE TEMPS POUR FREQUENCES ELEVEES AVEC TRIODE A GAZ

Avec une base de temps utilisant une triode à gaz, il est difficile de dépasser une vitesse de charge de 20 volts par microseconde.

Dans le cas où la triode fonctionne sans résistance dans l'anode, l'ionisation au début de la décharge est telle qu'il faut un certain

temps pour faire cesser celle-ci. La tension d'anode de la triode à gaz est égale à celle qui existe aux bornes du condensateur. Lorsque le courant de charge a une valeur égale à celle du courant de décharge, l'ionisation devrait cesser. Cela ne se produit pas à cause de la forte ionisation qui existe au début de la décharge.

En insérant une résistance dans l'anode de la triode à gaz, l'ionisation est moins violente, mais ne s'arrête pas non plus au moment de l'équilibre entre les courants de charge et de décharge. Dans chaque cas, la tension descend au-dessous de la tension statique correspondant à l'extinction théorique. Il en résulte chaque fois une diminution de la fréquence et celle-ci ne permet pas de dépasser la vitesse de charge de 20 volts par seconde.

PIELOW décrit un montage permettant d'obtenir une vitesse de charge de 400 volts par microseconde qui permet l'examen de phénomènes dont la fréquence est de l'ordre du mégahertz. Le schéma de la figure II-31 nous est familier : une triode à gaz et une penthode. Mais la penthode est un tube EL3N ; la résistance de fuite de la triode à gaz est reliée à la masse, et la résistance de grille est très faible.

Le fonctionnement est le suivant : lorsque le condensateur se décharge, la tension aux bornes du tube EL3N augmente en même temps que la tension négative de polarisation de la triode à gaz. Vers la fin de la décharge, cette dernière atteint une valeur telle que les ions rentrent dans l'espace de grille et l'ionisation cesse au moment de l'équilibre des deux courants (courants de charge et de décharge).

Il résulte de cette particularité un temps de désionisation très court qui offre la possibilité d'un grand accroissement de fréquence. Au début de la décharge, la tension aux bornes du tube EL3N est relativement faible et l'ionisation s'effectue normalement.

L'enroulement de chauffage de la triode à gaz doit être soigneusement « écrané » et sa capacité par rapport à la masse, très faible.

Nous avons expérimenté ce dispositif en réalisant le montage indiqué. Pour les valeurs portées sur le schéma, la fréquence de 1 MHz a été atteinte, mais l'amplitude de la dent de scie était assez réduite (55 V) pour un courant de 22 milliampères dans le circuit anodique, soit le double de ce que peut fournir en régime permanent la triode à gaz EC50.

EXPANSEUR D'ECHELLE

Pour certaines applications de l'oscilloscope il peut arriver que l'échelle horizontale (l'axe des temps) ne soit pas assez longue.

Il existe un dispositif qui permet d'accroître la longueur de l'axe dans un rapport n . Pour cela, pendant la durée de chaque période

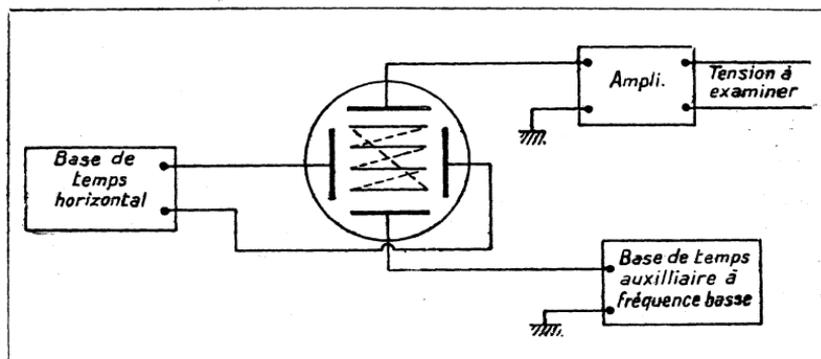


Figure II-32.

ou nombre de périodes du phénomène à étudier, le spot effectue non pas un seul balayage, mais n balayages, et, en même temps, il subit un déplacement vertical, par l'action d'une tension en dents de scie appliquée à une des plaques de la paire de déviation verticale (fig. II-32). Ce système est analogue aux dispositifs de balayages utilisés en télévision (1).

BIBLIOGRAPHIE

Bulletin technique Philips, juillet 1940. — Les triodes à gaz dans les montages de tensions de relaxation.

Bulletin technique Philips, n° 40. — Eléments de couplage pour tensions de relaxation.

Revue technique Philips, juillet 1941. — L'appréciation d'un amplificateur à l'aide de la caractéristique discontinue.

Television. — The futur of the new art and its recent technical developments. — Vol. II. — R.C.A. Institute Technical Presse, 1937.

(1) Voir, à ce sujet, *La modulation de fréquence et ses applications*, par E. Aisberg (Editions Radio).

CHAPITRE III

Etude et réalisations des amplificateurs de mesure

L'AMPLIFICATION A RESISTANCES

Le schéma d'un étage amplificateur classique à résistances est celui de la figure III-1.

Il doit permettre, en appliquant à l'entrée de l'étage une tension E_o , de recueillir à la sortie une tension E_s de plus grande amplitude. Les variations de la tension E_o appliquées à la grille entraînent des variations du courant d'anode produisant aux bornes de la résistance de charge R_a , une tension E_s qui est, en principe, de même forme et d'amplitude plus grande que E_o .

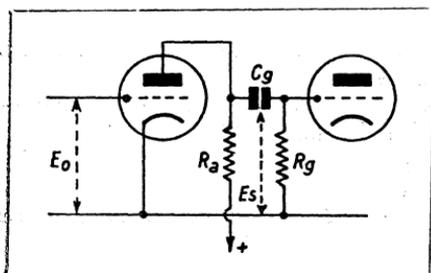
Le rapport E_s/E_o est le *gain* de l'étage.

Il existe, pour une charge et une tension anodique données, un point de polarisation optimum qui permet d'obtenir du tube un maximum de gain pour une distorsion fixée.

La charge de la lampe n'est pas constituée seulement par la résistance R_a . En admettant que la capacité C_g se comporte comme un court-circuit (en alternatif) à la fréquence de travail, la charge réelle est

$$R_{\text{éq}} = \frac{R_a R_g}{R_a + R_g} = Z_a.$$

Nous verrons par la suite que d'autres éléments interviennent : aux fréquences basses, la valeur de C_g , et aux fréquences élevées, celles des capacités en parallèle sur R_a et R_g (les capacités des lampes et du câblage).



Le gain de l'étage est donné par la relation :

$$A = S \frac{\rho Z_a}{\rho + Z_a}$$

Figure III-1.

dans laquelle : S = pente de la lampe au point de fonctionnement ;
 Z_a = impédance de charge ;
 ρ = résistance interne du tube.

Remarquons tout de suite que, si Z_a est faible par rapport à ρ le gain peut être évalué par :

$$A = S.Z_a$$

Mais, si ces relations simples sont appliquées au calcul d'un étage

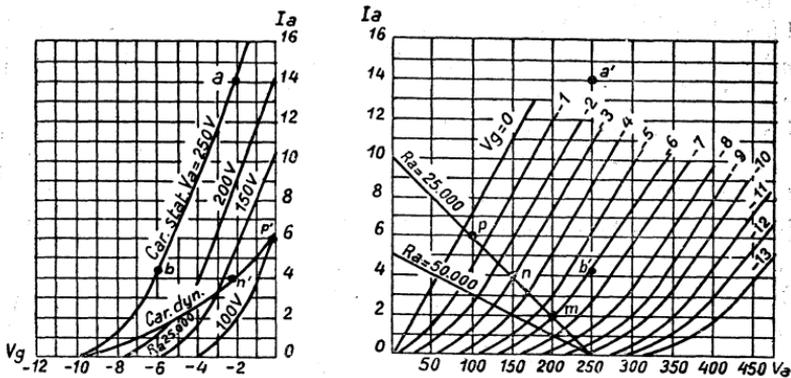


Figure III-2.

amplificateur, les mesures effectuées ne donneront pas toujours des résultats concordant avec les calculs.

Dans le calcul du gain d'un étage, on fait intervenir la pente dynamique S_d , qui est la pente réelle quand une charge est placée dans le circuit d'anode du tube.

CARACTERISTIQUE STATIQUE, CARACTERISTIQUE DYNAMIQUE. DROITE DE CHARGE

La figure III-2 montre : à gauche, le réseau $I_a - V_g$ et, à droite, le réseau $I_a - V_a$ des caractéristiques d'une triode.

Supposons que la lampe ne soit pas chargée et que le potentiel de la grille varie entre -2 et -6 volts avec $V_a = 250$ volts. Sur la caractéristique de gauche, nous voyons que le courant va varier de a à b ; à droite, la perpendiculaire élevée au point $V_a = 250$ volts coupe les caractéristiques établies pour diverses valeurs de V_g , en b' pour -6 V et en a' pour -2 V. Comme il n'y a pas de résistance

dans le circuit, la tension d'anode reste constante et égale à 250 volts. La caractéristique dynamique S_d se confond avec la caractéristique statique S .

Si maintenant une résistance de 25 000 ohms est placée entre l'anode et le + 250 V, la chute de tension qui se produit dans cette résistance est proportionnelle à I_a qui est fonction de V_g .

Nous pouvons calculer plusieurs valeurs de cette chute de tension qui nous indiqueront les intensités correspondantes.

Une chute de tension de 50 volts est produite par un courant de 2 mA; une chute de tension de 100 volts par un courant de 4 mA et une chute de tension de 150 volts par 6 mA.

La connaissance de ces trois valeurs du courant anodique nous permet de marquer sur le réseau trois points m , n et p correspondant à des potentiels de grille de $-5,7$ V, $-2,8$ V et $-0,25$ V.

Nous pouvons transposer ces trois points sur le réseau de gauche; ils s'y trouvent sur les mêmes abscisses et sur les caractéristiques 200, 150 et 100 volts en m' , n' et p' . On voit que la pente de la caractéristique n'est plus du tout la même: elle est d'autant plus réduite que R_a est élevée. Les constantes publiées pour les lampes donnent la valeur de S , on obtient celle de S_d par la relation:

$$S_d = \frac{S}{1 + R_a/\rho}$$

C'est cette valeur qu'il faut porter dans l'équation donnant le gain d'étage sous sa forme simplifiée, principalement dans le cas où il est fait usage d'une triode

$$A = S_d \cdot Z_a.$$

Pour les triodes, S_d est pour une charge peu élevée déjà très réduite par rapport à S . Il n'en est pas de même pour les penthodes.

Dans le cas d'une triode EBC3 par exemple, dont les constantes sont: $S = 2$ mA/V et $\rho = 15$ 000 ohms, avec $R_a = 8.000$ ohms, le calcul nous donne $S_d = 1,3$ mA/V.

Dans une penthode EF6 pour laquelle $S = 2$ mA/V et $\rho = 2,5$ mégohms, avec $R_a = 8$ 000, on a $S_d = 1,99$ mA/V. Avec $R_a = 100$ 000 ohms, $S_d = 1,92$ mA/V, l'écart entre S et S_d est négligeable.

Il est évidemment possible de tracer la droite de charge avec deux points, l'un situé au pied de la verticale 250 volts, correspondant au

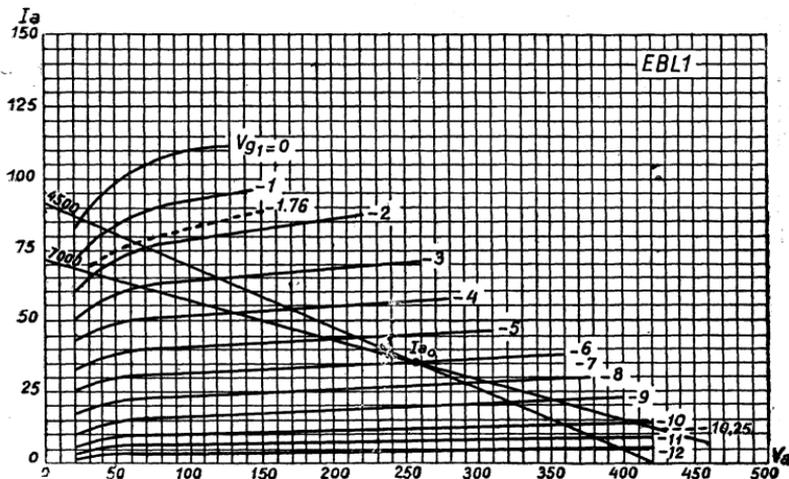


Figure III-3.

courant nul, l'autre placé sur l'ordonnée 0 volt, la chute de tension étant alors de 250 volts. Ce point correspond à une intensité égale à $250/R_a$.

Soit à tracer la droite de charge correspondant à $R_a = 50\ 000$ ohms pour $V_a = 250$ volts.

Sur le réseau $I_a - V_a$, nous marquons le point 250, puis sur l'ordonnée le point $250/50\ 000 = 5$ mA. Joignons ces deux points; la droite ainsi tracée est la caractéristique de fonctionnement ou caractéristique dynamique du tube pour $R_a = 50\ 000$ ohms.

Un autre procédé utilisé pour le tracé de la droite de charge utilise l'angle de cette droite avec l'abscisse. Cet angle est donné par :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{R_a}.$$

Effectuons le calcul pour un tube EBL1 chargé par 7 000 ohms. La tension d'anode est 250 volts, le courant de repos est 36 mA, correspondant à $V_g = -6$ volts (fig. III-3). L'abscisse correspondant à ce courant va servir de base au triangle *courant — droite de charge — tension*.

Nous pouvons écrire : $I = V. \operatorname{tg} \alpha = 35$ mA.

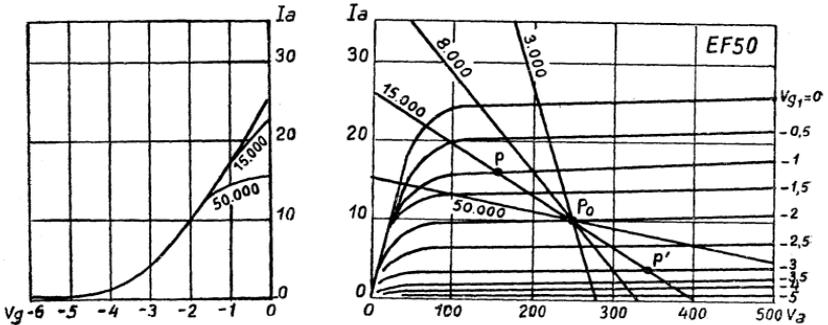


Figure III-4.

L'extrémité haute de la droite de charge crociera l'ordonnée des courants au point : $0,036 + 0,035 = 0,071 = 71 \text{ mA}$.

Prenons un autre exemple : le tracé de caractéristiques dynamiques pour un tube EF50 qui est souvent utilisé pour l'équipement d'amplificateurs de mesure.

Le réseau $I-V_a$ pour $V_{g2} = 250 \text{ V}$ est reproduit figure III-4.

Le fabricant de ce tube indique comme point de polarisation optimum -2 volts. C'est par le point de jonction de l'ordonnée 250 volts et de la courbe $V_g = -2$ que passeront les droites de charge.

Soit un premier tracé pour $R = 15\,000$ ohms. A une chute de tension de 100 volts correspond un courant de $6,6 \text{ mA}$. Le courant de repos à -2 V est de 10 mA . Nous trouvons un point p de la droite de charge à l'intersection de l'ordonnée $250 - 100 = 150$ volts et de l'abscisse $10 + 6,6 = 16,6 \text{ mA}$. Menons une droite passant par p et P_0 , elle constitue la droite de charge pour $R_a = 15\,000$, sur laquelle se placent les points de fonctionnement de l'étage ainsi chargé, correspondants aux divers potentiels de grille. Nous voyons immédiatement que la tension d'alimentation doit être de 330 volts pour $R_a = 8\,000$ ($8\,000 \times 0,01 = 80$ volts et $250 + 80 = 330$).

Par la même méthode, effectuons le tracé pour $R_a = 3\,000$, $8\,000$ et $50\,000$ ohms. Reportons sur la courbe de gauche les caractéristiques correspondant à ces différentes charges, nous voyons que pour les charges $3\,000$ et $5\,000$ ohms, elles se confondent avec la caractéristique statique, alors que pour les charges $15\,000$ et $50\,000$ ohms elles s'en écartent, à partir des points correspondant aux coudes des caractéristiques I_a-V_a où le courant cesse d'être à peu près constant.

RECHERCHE DU TAUX DE DISTORSION SUR LE RESEAU DE CARACTERISTIQUES

L'examen de la situation de la droite de charge sur le réseau I_a-V_a nous permet de déterminer approximativement quelle sera la distorsion produite dans l'étage amplificateur pour cette charge, lorsque le potentiel de grille varie entre deux limites fixées. Travaillant en tension sinusoïdale, les maxima atteints par les crêtes sont donnés par $2 E_{eff} \sqrt{2}$.

Il faut, pour que la distorsion soit nulle, que la portion utilisée de la droite de charge ne coupe le réseau qu'en des points situés sur des parties rectilignes des caractéristiques I_a-V_a et que les caractéristiques coupées soient équidistantes. Ces conditions sont difficiles à remplir; pratiquement, on admet une distorsion de 5 % qui correspond (fig. III-4) à :

$$\frac{P_o p}{P_o p'} = \frac{11}{9} = 1,22.$$

Sur la droite de charge correspondant à $R_a = 15\ 000$ ohms, nous relevons :

$$\frac{P_o p}{P_o p'} = \frac{12\text{mm}}{11\text{mm}} = 1,09.$$

La distorsion sera donc acceptable (à condition que le courant de grille de cette lampe n'apparaisse que pour un potentiel de grille inférieur à 1 volt et au cas où une résistance de forte valeur est insérée dans le circuit grille) lorsque les crêtes de la tension appliquée sur la grille ne dépassent pas $2 + 1 = 3$ V et $2 - 1 = 1$ volt. La tension efficace correspondante est :

$$E_{eff} = \frac{2}{2\sqrt{2}} = 0,7\text{ V}.$$

Nous pouvons lire sur le réseau que pour cette tension d'attaque, la différence de potentiel recueillie aux bornes de la charge sera : $380 - 150 = 230$ volts, crête à crête, soit 80 volts efficaces. Le gain d'étage sera d'environ 115.

Il est possible, d'après le rapport ci-dessus, de choisir le point P_o optimum pour une charge et une tension d'anode données.

Nous allons examiner maintenant une méthode de calcul de la distorsion pour une penthode travaillant aux limites de ses caractéristiques.

Soit à déterminer la distorsion pour un étage équipé d'un tube EBL 1 chargé par une résistance de 4 500 ohms. La tension sur l'anode est 250 volts, le courant $I_{a_0} = 36 \text{ mA}$ et la tension de polarisation $V_{g_0} = -6 \text{ volts}$.

On choisit les points de polarisation suivants auxquels correspondent certaines valeurs du courant d'anode qu'on relève sur les caractéristiques.

$$\begin{array}{ll} V_{g_1} = 0 & \dots\dots\dots I_{\max} = 86 \text{ mA} \\ V_{g_2} = 0,293 V_{g_0} = -1,76 \text{ V} & I_x = 77 \text{ mA} \\ V_{g_0} = -6 \text{ V} & \dots\dots\dots I_{a_0} = 36 \text{ mA} \\ V_{g_3} = 1,707 V_{g_0} = 10,25 \text{ V} \dots & I_y = 10 \text{ mA} \\ V_{g_4} = 2 V_{g_0} = -12 \text{ V} \dots\dots & I_{\min} = 4,5 \text{ mA} \end{array}$$

On calcule trois valeurs du courant d'anode par les relations suivantes :

$$I_1 = \frac{1}{4} [I_{\max} - I_{\min} + 1,41 (I_x - I_y)]$$

$$I_2 = \frac{1}{4} [I_{\max} + I_{\min} - 2I_{a_0}]$$

$$I_3 = \frac{1}{4} [I_{\max} - I_{\min} - 1,41 (I_x - I_y)].$$

On obtient respectivement 43,7 mA, 4,6 mA et 3,2 mA.

Le pourcentage d'harmonique 2 est donné par :

$$d_2 = \frac{I_2}{I_1} 100 = \frac{4,6}{43,7} 100 = 10 \% \text{ environ}$$

et le pourcentage d'harmonique 3 par :

$$d_3 = \frac{I_3}{I_1} 100 = \frac{3,2}{43,7} 100 = 7 \% \text{ environ.}$$

La distorsion totale est :

$$D = \sqrt{d_2^2 + d_3^2} = 12,5 \%$$

Le même calcul effectué pour $R_a = 7\ 000$ donne les résultats suivants :

$$d_2 = 4 \% \quad d_3 = 16 \% \quad D = 16,6 \%$$

FONCTIONNEMENT DE DEUX PENTHODES EN PUSH-PULL

Prenons, comme exemple, le cas de deux penthodes EF 50 chargées par des résistances de 8 000 ohms et une source de haute tension telle que les anodes soient à un potentiel de 250 volts par rapport à la cathode.

L'examen de la figure III-4 nous montre que pour une charge de

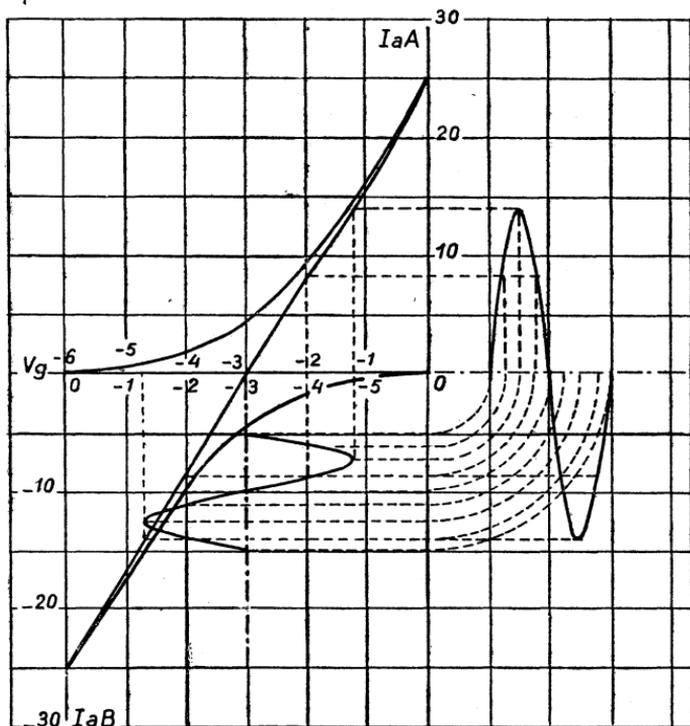


Figure III-5.

8 000 ohms la caractéristique dynamique $I_a - V_g$ peut être confondue avec la caractéristique statique.

Effectuons le tracé de deux caractéristiques $I_a - V_g$ décalées l'une par rapport à l'autre de 180° dans les deux plans (Fig. III-5). Au-dessus de l'axe des abscisses se trouve la caractéristique du tube A, au-dessous, celle du tube B.

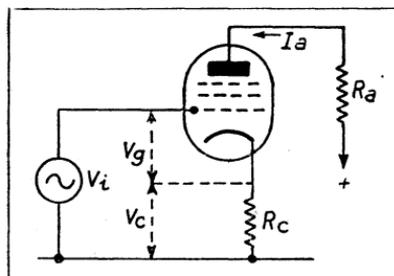


Figure III-6.

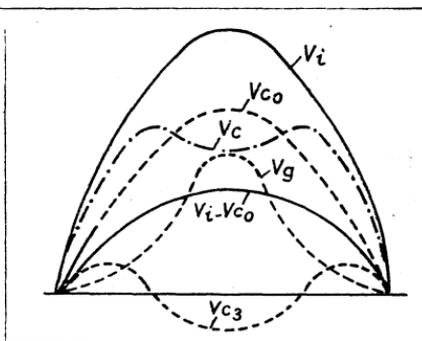


Figure III-7.

Effectuons la somme algébrique des ordonnées des deux caractéristiques de travail. La ligne qui joint les points trouvés est la *caractéristique dynamique* composée des deux tubes. Cette ligne est, ici, presque droite.

Par rabattements, nous pouvons construire la courbe des variations du courant anodique total en fonction des oscillations du potentiel des grilles. La demi-période qui se trouve à droite de l'axe de la tension alternative de grille est pour le tube A une alternance négative, l'inverse se produit pour l'autre alternance.

Nous avons choisi une tension de crête sur les grilles dont l'amplitude est limitée pour qu'elle ne dépasse pas le point de naissance du courant de grille (environ 1,3 V). Elle correspond à une tension efficace de 1,2 V. L'amplitude maximum des courants est de 14 mA. Avec les charges utilisées, la tension crête à crête sera de 224 volts, soit 80 volts efficaces.

CORRECTION DE LA DISTORSION PAR CONTRE-REACTION D'INTENSITE

Si l'on applique à un étage amplificateur un système de contre-réaction d'intensité par élimination de la capacité en shunt sur la résistance placée entre cathode et masse, on réduit le gain de l'étage et en même temps la distorsion. Une tension apparaît entre grille et cathode qui est fonction du courant de plaque (Fig. III-6).

La tension V_i est celle que l'on applique à l'entrée de l'étage, entre grille et masse. Elle est supposée exempte de toute distorsion.

Les variations du courant d'anode sont fonction de l'amplitude de V_i lorsque celle-ci atteint une certaine valeur, la forme de la tension d'entrée n'est pas respectée pour le courant plaque, il y a distorsion et dans le cas d'une penthode, production d'harmonique 3; le courant est déformé, la tension V_c l'est de même, V_c a la forme de I_a .

L'intervalle grille-cathode est en série avec R_c , il est évident que la tension V_g sera la différence entre V_i et V_c .

La courbe de V_g (fig. III-7) présente les mêmes déformations que celles de V_c , mais en sens opposé. C'est cette tension qui corrigera la distorsion engendrée dans l'étage et dans l'étage seulement.

Si la tension reportée sur la grille est égale et opposée à celle du courant d'anode, la distorsion est éliminée à la sortie.

La réduction de distorsion et de gain, est proportionnelle à :

$$\frac{1}{1 + R_c S_d} \quad \left(\text{avec } S_d = \frac{S}{1 + R/\rho} \right)$$

La résistance interne du tube ρ devient $\rho' = \rho(1 + R_c S)$.

Pour un tube EL3 par exemple, avec $R_c = 150$ ohms, valeur négligeable devant ρ , on a $S'_d = 3,9$ mA/V, alors que

$$S = 9,5 \text{ mA/V} \quad \text{et} \quad S'_d = 8,3 \text{ mA/V}.$$

Si R_c est suffisamment grand, pour que 1 soit négligeable devant $R_c S_d$, S'_d se rapproche de $1/R_c$, valeur qui est indépendante du tube et $I_a = f(V_i)$ se rapproche d'une droite.

Pour pouvoir comparer le fonctionnement avec ou sans contre-réaction, il faut que la composante alternative du courant fondamental ait la même grandeur dans les deux cas. Pour cela il faut que l'on ait :

$$V_i = V_g (1 + \alpha R) \quad \text{où} \quad \alpha = S_d$$

Désignons par I_1, I_2, I_3 les amplitudes fondamentales de l'harmonique 2 et de l'harmonique 3 sans contre-réaction; par I'_1, I'_2, I'_3 les amplitudes de même rang avec contre-réaction.

On a :

$$I' = I_1 \quad I'_2 = \frac{I_2}{1 + \alpha R_c} \quad I'_3 = \frac{I_3}{1 + \alpha R_c}.$$

La distorsion est donc diminuée de $(1 + \alpha R)$ fois par la contre-réaction; la pente dynamique également, donc le gain. Quand une tension sinusoïdale est appliquée entre grille et cathode, on obtient un courant d'anode déformé aux bornes de R; on a, en plus de la tension fondamentale, la tension due aux courants i_{a2} et i_{a3} .

Il faut, pour avoir un même courant i_a avec ou sans contre-réaction

une tension plus élevée entre grille et masse, puisque la tension développée aux bornes de cette résistance est en opposition de phase avec la tension primitive de grille. La tension alternative de grille n'est plus sinusoïdale, mais contient des harmoniques, provenant de la tension développée aux bornes de R_o , qui agissent en sens inverse des harmoniques produites dans le tube, d'où la réduction de distorsion.

Le raisonnement doit porter sur V_g et non sur V_i , il faut supposer que V_i est sinusoïdale et que V_g peut ne pas l'être (sans contre-réaction).

Le courant i_a sera la somme :

$$i_a = i_o + \alpha V_g + \beta V_{g2} + \gamma V_{g3}.$$

S'il n'y avait pas de distorsion, on aurait : $i_a = i_o + \alpha V_g$.

où : αV_g = amplitude de la composante fondamentale

i_o = courant de repos.

On applique $V_i = V_g (1 + \alpha R)$ pour avoir $i_a = i'_a$, c'est-à-dire pour que l'amplitude fondamentale reste la même avec et sans contre-réaction. Mais pour cette amplitude fondamentale, sans contre-réaction, il y par exemple 10 % d'harmonique 3, et, avec contre-réaction, il n'y en a plus que $(1 + \alpha R_c)$ fois moins.

Calcul de la réduction de distorsion. — Supposons qu'il y ait 10 % d'harmonique 3, que $R_c = 150 \Omega$ et $R_o = 7\,000 \Omega$ pour un tube EL3. Nous savons que si

$$i_a = S_d V_g = 8,3 \text{ mA},$$

$$i_{a3} = \frac{8,3 \times 10}{100} = 0,83 \text{ mA}.$$

Avec la contre-réaction, le courant d'anode dû au 3^e harmonique est :

$$i'_{a3} = \frac{i_{a3}}{1 + \alpha R_c} = 0,31 \text{ mA}$$

soit une réduction de plus de moitié de l'harmonique 3.

Calcul de V_i . — Pour le même étage, sans contre-réaction, on a : $i_a = 8,3 \text{ mA}$.

Avec contre-réaction, il va falloir appliquer à la grille :

$$V_i = V_g (1 + S_d R_c) = 2,24 \text{ V}.$$

La nouvelle pente S_g est de 3,7 mA/V.

Calcul du gain d'étage. — Toujours pour le même étage, sans contre-réaction, le gain A est :

$$A = S_d \times 7\,000 = 58$$

et avec la contre-réaction :

$$A' = S_d \times 7\,000 = 25.$$

Calcul de la résistance réelle du circuit de cathode en courant alternatif. — L'écran doit être découplé sur la cathode et non sur la masse, dans le cas où on emploie la contre-réaction d'intensité, car la caractéristique du courant de l'écran n'a pas la même forme que celle du courant anodique.

Comme le courant de l'écran traverse la résistance de cathode, il est nécessaire de fixer son potentiel par rapport à cette dernière; en effet, son action sur la grille de commande serait en apposition partielle avec celle du courant plaque et la correction de la tension d'attaque se ferait dans de mauvaises conditions.

En courant alternatif, la résistance entre cathode et masse (fig. III-8) est :

$$R = \frac{R_c R_{g2}}{R_c + R_{g2}}.$$

CHOIX DU TUBE FINAL DESTINE A UN AMPLIFICATEUR D'OSCILLOGRAPHE

Il s'agit d'obtenir, par exemple, avec une distorsion ne dépassant pas 5 %, un oscillogramme sur l'écran d'un tube DG9. La sensibilité des plaques utilisées est : 0,4mm/V. L'amplitude à atteindre est de 75 mm.

La tension « crête à crête » à développer est de 190 V, soit une tension efficace de 70 V.

Tous calculs faits pour la détermination de la résistance de charge, en tenant compte de la capacité parallèle et de la fréquence maximum à atteindre sans perte de gain (1), on a obtenu une valeur de 4 500 ohms.

(1) Ces calculs sont développés dans un paragraphe suivant.

Reportons-nous aux tracés de droites de charge effectués précédemment. Le tube EBL1 peut réaliser les conditions imposées. En effet (fig. III-3), il nous faut $190/2 = 95$ volts de part et d'autre du point de repos, ce qui donne pour les tensions extrêmes :

$$250 - 95 = 155 \text{ V} \quad \text{et} \quad 250 + 95 = 345 \text{ V}.$$

La longueur de la partie 155 à 250 est égale à 12,5 mm, celle de la portion 250 à 345 est de 12 mm.

Le rapport des deux longueurs : $12,5/12 = 1,05$, est inférieur à 1,22; donc la distorsion ne dépassera pas 5 %.

La tension d'alimentation nécessaire pour qu'une différence de

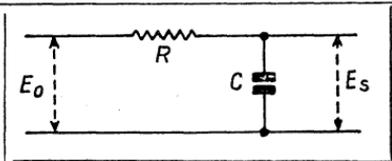
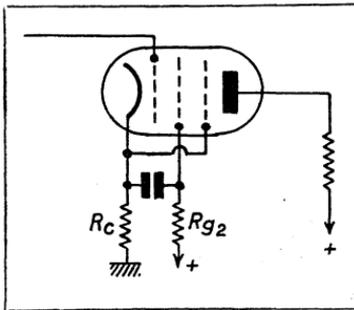


Figure III-9.

Figure III-8.

potentiel de 250 volts existe entre anode et cathode, sera de 412 V.

La tension à appliquer à l'entrée de l'étage pour obtenir 70 V_{eff} à la sortie, sera de 1,4 V_{eff} et le gain de 50.

EFFICACITE D'UNE CELLULE DE DECOUPLAGE

Sur un amplificateur à gain élevé, il est indispensable, pour que le courant de sortie soit exempt de composante alternative, que les tubes soient alimentés par une tension parfaitement filtrée.

Si le tube final peut supporter une légère composante alternative de sa tension d'alimentation, il n'en est pas de même pour les tubes des autres étages. Ceux-ci seront alimentés à travers des cellules de découplage.

L'efficacité d'une telle cellule (fig. III-9) est donnée par la relation :

$$\frac{E_s}{E_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + R^2/X_c^2}}$$

avec $X_c = 1/(C\omega)$ où ω est la pulsation de la fréquence d'alimentation.

CARACTERISTIQUES D'UN BON AMPLIFICATEUR

DISTORSION LINEAIRE. — DISTORSION NON LINEAIRE. — DISTORSION DE PHASE. —

Un amplificateur peut être affecté par trois catégories de distorsions :

- 1° la distorsion linéaire ;
- 2° la distorsion non linéaire ;
- 3° la distorsion de phase.

La distorsion linéaire est exprimée par le rapport qui existe entre la tension de sortie E_s à une fréquence quelconque et la tension de sortie à une fréquence de référence choisie dans une zone où le gain demeure constant sur une large plage de fréquence.

La courbe qui représente la valeur de E_s en fonction de f , à tension d'entrée constante, montre la distorsion linéaire d'un amplificateur.

La distorsion linéaire pour les fréquences basses est produite par des éléments de liaison et pour les fréquences élevées par les capacités parasites en parallèle sur la charge.

La distorsion non linéaire a son origine dans la courbure des caractéristiques des lampes ou dans les organes de liaison à noyaux magnétiques ; elle consiste en une déformation de la tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur.

Quant à la sortie de l'amplificateur, la tension n'a plus le même écart angulaire relatif qu'à l'entrée, on dit qu'il y a *distorsion de phase*.

Lorsqu'il s'agit d'amplificateurs pour la reproduction sonore, on ne s'inquiète à tort que des deux premières catégories de distorsion. Dans les amplificateurs de mesure ou dans les étages à vidéo-fréquence, en télévision, la distorsion de phase entre en jeu.

Cette troisième distorsion varie avec la fréquence.

Une tension à l'entrée de l'amplificateur a une forme donnée qui est caractérisée par le pourcentage de tensions de fréquence fondamentale et de fréquences harmoniques de rang 2, 3... etc. qu'elle renferme.

Chacune des tensions composantes a, par rapport aux autres, un certain calage dans le temps ; on conçoit que s'il y a décalage, au cours de la traversée de l'amplificateur, comme celui-ci amplifie des tensions complexes, la forme à la sortie peut s'écarter notablement de celle à l'entrée.

C'est le décalage aux fréquences basses qui apporte les plus grandes perturbations. Il est possible de le chiffrer.

Supposons un déphasage de 15° , soit $1/24^\circ$ de période. La 3^e harmonique d'une tension traversant un tel amplificateur, subirait un déphasage trois fois plus réduit, soit $1/72^\circ$ de période de la 3^e harmonique, donc $1/216^\circ$ de la période fondamentale seulement. Sur l'écran du tube à rayons cathodiques la fondamentale est décalée de $1/24^\circ$ de période (fig. III-10).

Aux fréquences élevées, un angle de phase déterminé correspond

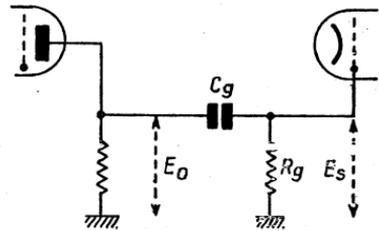
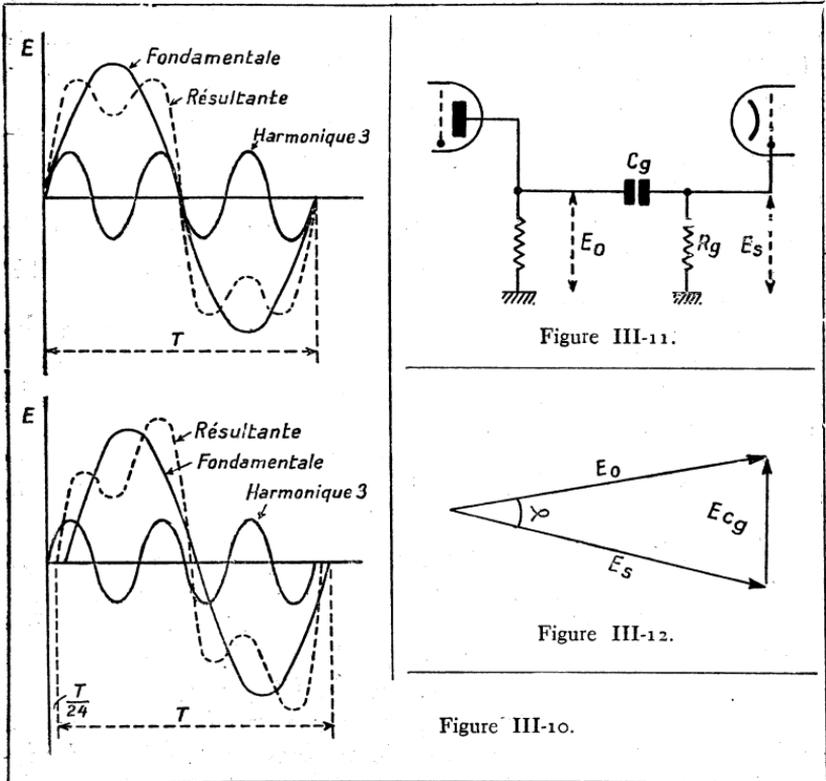


Figure III-11.

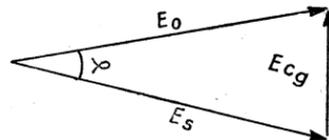


Figure III-12.

Figure III-10.

à une durée relativement beaucoup plus courte qu'aux fréquences basses.

L'amplificateur idéal a pour caractéristique de rotation de phase :

$$\varphi = K.f$$

où K est une constante.

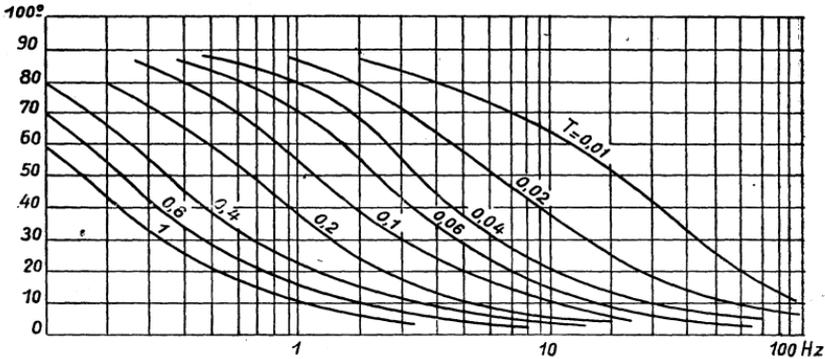


Figure III-13.

Ce qui signifie que le déphasage doit varier linéairement avec la fréquence.

Il est difficile de constituer des éléments de couplage qui satisfont à cette relation.

La rotation de phase amenée par un élément de couplage tel que celui qui est représenté figure III-11 est chiffré par la tangente de l'angle :

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{1}{RC\omega}$$

Si φ doit être petit pour les fréquences élevées, il doit être encore plus réduit pour les fréquences basses, on renonce généralement à la condition $\varphi = K.f$. Les éléments de couplage usuels font que φ est plus grand aux fréquences basses qu'aux fréquences élevées.

Le diagramme vectoriel du système de couplage représenté figure III-11 est celui de la figure III-12. Ce diagramme montre qu'il faut que φ soit grand pour que le rapport entre E_s et E_o soit relativement important.

Le réseau de courbes de la figure III-13 donne l'angle de déphasage pour différentes valeurs du produit $R_y C_y = T = \text{constante}$ de temps du système de liaison.

La figure III-14 nous montre des oscillogrammes d'une tension sinusoïdale 50 Hz redressée. En a, $T = 1$; en b, $T = 0,1$ (la reproduction est encore à peu près correcte); en c, où $T = 0,01$, il y a une déformation importante. Les déphasages respectifs sont $0,2^\circ$, 2° et 18° . On voit qu'un déphasage de 2° apporte déjà une

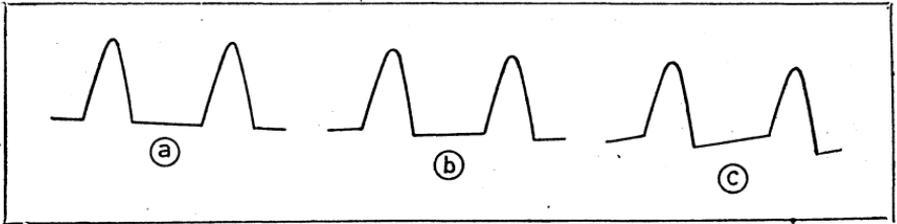


Figure III-14.

déformation notable. Si l'on veut atteindre un déphasage de un demi degré, il faut avoir $\text{tg } \varphi < 0,009$ ou $RC\omega \geq 100$.

REPONSE D'UN ETAGE A RESISTANCES, AUX FREQUENCES BASSES

La figure III-15 représente le schéma du dispositif de liaison d'un amplificateur à résistances.

Les éléments C_g et R_g doivent être déterminés de telle façon que la tension d'attaque de l'étage B soit égale à la tension développée aux bornes de la charge R_g pour toutes les fréquences que l'amplificateur doit transmettre.

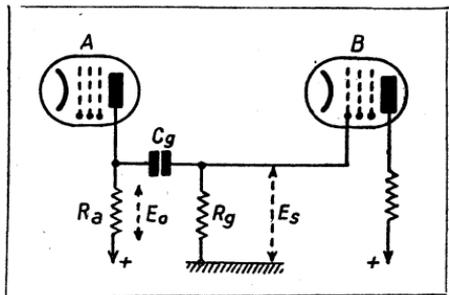
Appelons r le rapport entre E_s et E_o ; écrivons que les tensions sont proportionnelles aux impédances :

$$r = \frac{E_s}{E_o} = \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + \frac{1}{\omega^2 C_g^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{R_g^2 C_g^2 \omega^2}}}$$

Désignons par T le
produit $R_g \cdot C_g$,
il vient :

$$r = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 T^2}}}$$

Figure III-15.



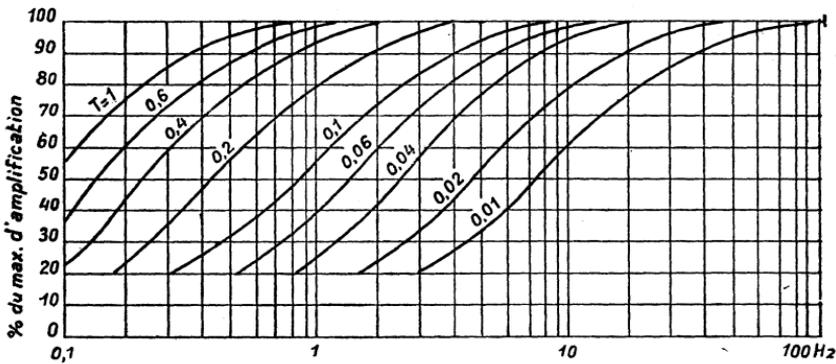


Figure III-16.

Nous avons vu que si R_a est faible par rapport à ρ , ce qui est généralement le cas dans les amplificateurs de mesure, le gain est égal au produit de la pente par la résistance de charge. Si nous appelons A_{\max} le gain à la fréquence de référence, le gain aux fréquences basses est donné par :

$$A_{f_1} = S \cdot R_a \frac{I}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 T^2}}} = \frac{A_{\max}}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 T^2}}}$$

Seul le produit $R_g C_g = T$ est important ; il ne faut pas considérer seule la valeur de R_g ou celle de C_g .

La constante de temps T est le facteur déterminant dans la réponse aux fréquences basses des amplificateurs à résistances.

On est limité dans le choix d'une forte valeur de C_g par la capacité par rapport à la masse que possède forcément un condensateur volumineux, cette capacité parasite étant nuisible pour la transmission correcte des fréquences élevées. Le courant de fuite des capacités de forte valeur est souvent important.

Les fabricants de lampes fixent une valeur à ne pas dépasser pour R_g , valeur qu'il est prudent de ne pas atteindre à cause de l'effet auto-polarisateur du courant de grille.

La valeur de r est d'autant plus petite que la fréquence est plus basse. Il faut tendre vers un rapport r égal à 1, donc à

$$\frac{1}{\omega^2 T^2} = 0 \quad \text{ou} \quad \omega^2 T^2 = \infty \quad (\text{couplage direct}).$$

Le réseau de courbes de la figure III-16 permet de déterminer la

valeur de T correspondant à une perte de transmission donnée dans la capacité C_g . Cette perte sera d'autant plus élevée pour une valeur fixe de R_g que C_g sera petit, car son impédance augmente quand la fréquence diminue. On admet que les capacités de liaison dans un amplificateur doivent avoir une valeur telle que la réactance de capacité $1/(C\omega)$ soit au moins 10 fois plus faible que la résistance de fuite de grille de la lampe suivante, pour la plus basse fréquence à transmettre.

A titre d'exemple, calculons le rapport r pour $R_g = 10^5$ ohms, $C_g = 0,1 \mu\text{F}$ et une fréquence de travail de 30 Hz. On trouve

$$r = 0,88$$

A 30 Hz, nous aurons donc aux bornes de R_g 88 % seulement de la tension E_g .

La tension E_s sera décalée en avant par rapport à la tension E_g , d'un angle φ donné par la relation :

$$\text{tg } \varphi = - \frac{1}{R_g C_g \omega} = - 0,53$$

Noter que r , rapport de la résistance à l'impédance, donne également la valeur de l'angle : $\cos \varphi = R/Z$.

INFLUENCE DE LA CAPACITE C_k , EN PARALLELE SUR LA RESISTANCE DE CATHODE

La présence dans le circuit de cathode d'une résistance amène, nous l'avons vu, une réduction de la pente du tube. Si S_d est la pente dynamique du tube, la pente réduite devient :

$$S'_d = S_d \frac{1}{1 + R_k S_d}$$

Si un condensateur C_k , figure III-17, est placé en parallèle sur la résistance, la modification de la valeur de la pente n'est pas constante en fonction de la fréquence à moins que la capacité $1/(C_k \omega)$ corresponde pour la fréquence la plus basse à transmettre, à un véritable court-circuit de la résistance R_k .

L'impédance du système est :

$$Z = \frac{R_k}{\sqrt{R_k^2 C_k^2 \omega^2 + 1}}$$

Le déphasage amené par l'ensemble $C_k - R_k$ est donné par $\text{tg } \varphi = R_k C_k \omega$. Il est de sens opposé à celui que produisent R_g et C_g .

A titre indicatif, calculons ce qui se passe dans un étage équipé d'un tube EL3N dont la pente est 9 mA/V . On a : $R_k = 150 \text{ ohms}$, $C_k = 25 \text{ } \mu\text{F}$, $R_a = 4\,000 \text{ ohms}$. La fréquence de travail la plus basse est 25 Hz .

Calculons le gain en l'absence de C_k . Nous trouvons pour S_d $3,5 \text{ mA/V}$, et pour le gain $A = 0,0035 \times 4\,000 = 14$. L'impédance Z_k est de $128 \text{ } \Omega$.

Le gain à 25 Hz sera dans ces conditions égal à 16 fois, alors qu'à

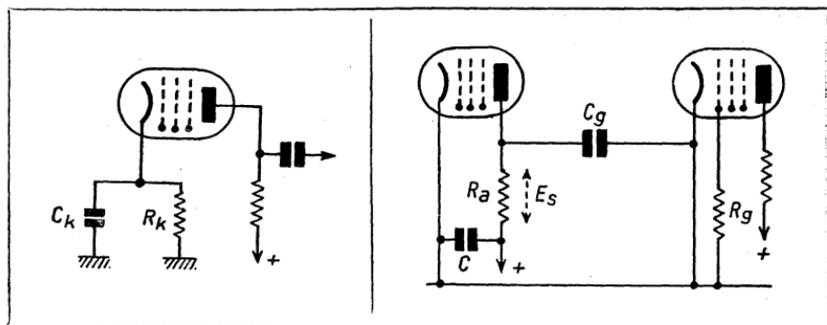


Figure III-17.

Figure III-18.

$1\,000 \text{ Hz}$, il est de 34 fois. Le déphasage est, à 25 Hz , de 35° ; il n'est que de $2,5^\circ$ à $1\,000 \text{ Hz}$.

Si la valeur de C est portée de 25 à $1\,000 \text{ } \mu\text{F}$, le gain à 25 Hz est égal à 34 et le déphasage n'est plus que de $2,5^\circ$ (il reste encore supérieur à 1° avec $C = 2\,000 \text{ } \mu\text{F}$).

Ces chiffres montrent l'importance de C_k pour la qualité aux fréquences basses.

INFLUENCE DE L'IMPÉDANCE DE LA SOURCE D'ALIMENTATION

La figure III-18 montre le schéma d'un étage amplificateur. Le courant alternatif qui circule dans le circuit anodique de la lampe doit passer par le condensateur C .

En examinant le circuit complet, on voit que la capacité C_g n'est pas la seule à considérer. La capacitance de C constitue l'impédance de la source d'alimentation. Elle se trouve en série dans le circuit

d'anode. Le déphasage est donné par $\text{tg } \varphi = - \frac{1}{R_a C \omega}$.

Si $R_g = 4\ 000$ ohms, $C = 16\ \mu\text{F}$ et $F = 25$ Hz, on a $\varphi = 6^\circ$; avec $C = 64\ \mu\text{F}$, $\varphi = 1^\circ,5$ (la résistance série du condensateur est ici négligée).

Il est en outre utile, pour réduire le couplage entre étages, de diminuer l'impédance de la source d'alimentation par l'emploi de fortes capacités à la sortie du filtre. En général, on place des circuits de découplage pour chacun des étages.

Pour les amplificateurs à gain très élevé, on utilise plusieurs sources

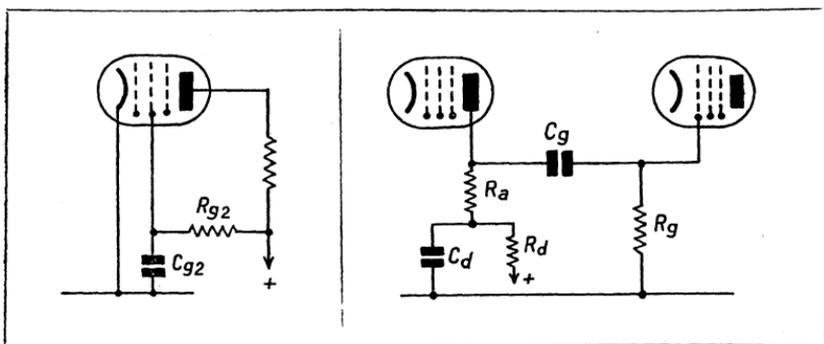


Figure III-19.

Figure III-20.

d'alimentation. Il peut aussi être intéressant d'employer une alimentation munie d'un dispositif de régulation électronique à impédance très faible.

INFLUENCE DE LA CAPACITÉ DE DECOUPLAGE D'ECRAN

L'effet produit par la capacité en parallèle sur la résistance de l'écran (fig. III-19) est de même nature que celui énoncé ci-dessus au sujet du circuit de cathode.

Toutefois, il est beaucoup moins important, car le courant du circuit d'écran est seulement une fraction du courant qui circule dans le circuit de cathode. (EL3: $I_{g2} = 4$, $I_a = 36$; EF50: $I_{g2} = 3$, $I_a = 10\ \text{mA}$) et, de plus, la pente est plus réduite entre l'écran et l'anode qu'entre la grille et l'anode.

L'expérience montre que l'effet de la capacité de découplage de l'écran est négligeable si le produit $R_{g2} \cdot C_{g2}$ est supérieur à $3/f$, f étant la fréquence la plus basse à transmettre.

Considérons, par exemple, le cas d'un étage EL3N où $I_{g2} = 4\ \text{mA}$;

la tension d'alimentation étant 350 volts, la résistance à placer en série avec l'écran aura une valeur de 25 000 ohms, pour amener V_{g_2} à 250 volts. La fréquence de travail la plus basse est 25 Hz; on a :

$$1/f = 0,04.$$

Prenons $R_{g_2} C_{g_2} = 4 \times 1/f = 0,16$

nous trouvons pour C_{g_2} une valeur de $\frac{0,16}{25\,000} = 6,4 \mu\text{F}$; nous adopterons 8 μF .

INFLUENCE DE LA CAPACITE DÉ DECOUPLAGE DU CIRCUIT ANODIQUE

Cette capacité se trouve en série avec la résistance de charge, comme la capacité de sortie de l'alimentation. Son influence peut être étudiée de la même façon à condition que $1/(C_d \omega)$ soit faible vis-à-vis de R_d .

CORRECTION D'UN ETAGE A RESISTANCES AUX FREQUENCES BASSES

Le dispositif représenté figure III-20 permet de compenser l'affaiblissement dû à l'élément de liaison sur les fréquences basses. L'ensemble $R_d - C_d$ est, pour un courant alternatif, en série avec R_a .

Si la capacité C_d est choisie de valeur assez faible pour qu'aux fréquences basses sa résistance devienne forte vis-à-vis de R_d , on conçoit que l'impédance totale placée dans le circuit d'anode va augmenter; elle peut devenir sensiblement égale à $R_a + R_d$, le gain d'étage sera donc augmenté dans de fortes proportions dans cette plage de fréquence et pourra même être supérieur au gain mesuré à la fréquence de référence.

Ce dispositif permet également de corriger le déphasage qu'entraîne l'ensemble de liaison $R_y - C_y$. Si nous appliquons à l'entrée de l'étage chargé par R_x , un signal de forme rectangulaire et que la tension recueillie aux bornes de R_y ait, en partie, la forme d'une exponentielle, c'est que la capacité C_y se décharge à travers R_y , or cette décharge peut être compensée par la charge de C_d .

L'identité des constantes de temps: $R_d \cdot C_d = R_y \cdot C_y$ fournit une compensation au déphasage produit par $R_y \cdot C_y$ à condition que R_y soit très grande par rapport à $1/(C_d \omega)$. On peut adopter $R_d \geq \frac{20}{C_d \omega}$, correspondant à la plus basse fréquence à transmettre.

REPONSE D'UN ETAGE A RESISTANCES AUX FREQUENCES ELEVEES

La figure III-21 représente le schéma d'un étage amplificateur à résistances, la charge est R_a . Supposons que la pente du tube soit 9 mA/V et que $R_a = 5\,000 \text{ ohms}$. A $1\,000 \text{ Hz}$, le gain est :

$$A = 0,009 \times 5\,000 = 45.$$

Effectuons une mesure du gain à 2 MHz ; nous trouvons $A = 18$. Cette réduction d'amplification vient d'un affaiblissement de la charge

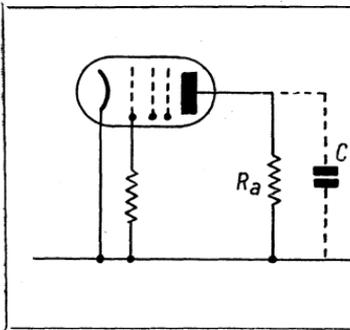


Figure III-21.

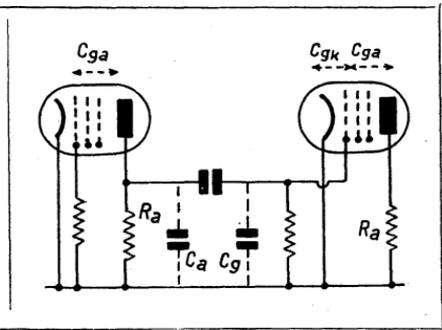


Figure III-22.

de la lampe par la capacité parasite C dont la faible valeur ne se fait pas sentir à $1\,000 \text{ Hz}$, mais qui influence fortement la charge à 2 MHz .

Nous sommes en présence d'une impédance constituée par une capacité et une résistance en parallèle, sa valeur est donnée par la relation :

$$Z = \frac{R}{\sqrt{R^2 C^2 \omega^2 + 1}}.$$

Si nous effectuons le calcul à 2 MHz pour $C = 35 \text{ pF}$, nous trouvons bien 18 pour le gain.

La capacitance est, à $1\,000 \text{ Hz}$, de $4,5 \text{ M}\Omega$, elle n'est plus que de $2\,300 \text{ ohms}$ à 2 MHz . L'impédance totale est passée de $5\,000$ à $2\,000 \text{ ohms}$.

Que se passerait-il si R_a était seulement de $1\,000 \text{ ohms}$? L'impédance à 2 MHz devient 920 ohms . Le gain à $1\,000 \text{ Hz}$ est de 9 et à 2 MHz , de $8,3$.

Dans le premier cas, la chute de l'amplification à 2 MHz par rapport au niveau de référence pris à 1 000 Hz est de 7,8 db, alors qu'elle n'est que 0,66 db dans le second.

D'où vient la capacité C ?

Elle est la somme de plusieurs capacités (fig. III-22) :

C_a = capacité de sortie du tube d'attaque ;

C_g = capacité d'entrée du tube attaqué ;

C_{gp} = capacité grille-anode du tube attaqué ;

C_p = capacité parasite due au câblage, aux supports de lampes.

La capacité d'entrée C_g d'une lampe, à l'état statique, est celle que l'on mesure avec un pont, celle qui est donnée dans les tableaux de caractéristiques de lampes ; mais, quand cette lampe est chargée par une impédance, cette valeur est plus grande, c'est la capacité dynamique d'entrée dont il faut tenir compte dans les calculs. Sa valeur est donnée par la relation :

$$C_d = C_g + C_{ag} (1 + A)$$

où A est le gain du second étage sur la figure.

La capacité totale C_t est alors :

$$C_t = C_a + C_g + C_{ag} (1 + A) + C_p.$$

Dans le cas où une penthode est employée, on peut négliger C_{ag} .

L'exemple numérique choisi et les considérations ci-dessus, nous orientent vers une première conclusion : pour réaliser un amplificateur qui offre une réponse correcte aux fréquences élevées, il faut utiliser des lampes à forte pente dont les diverses capacités internes sont réduites au minimum. Il faut étudier la construction de façon que les capacités de câblage, les capacités entre éléments de couplage et le châssis, soient aussi faibles que possible. Utiliser des charges réduites et accroître le nombre d'étages ; d'autres inconvénients interviennent alors, les affaiblissements aux fréquences élevées se multiplient, les déphasages s'ajoutent. Heureusement, certains artifices permettent de corriger un étage classique et d'augmenter ainsi le gain aux fréquences élevées.

Nous avons vu que si la charge R_a est faible par rapport à la résistance interne ρ de la lampe, ce qui est le cas pour les étages d'amplificateurs de mesure équipés en général de penthodes, nous pouvons écrire que le gain est :

$$A = S.R_a.$$

Cette relation convient bien aux fréquences basses, mais C_t modifiant la charge aux fréquences élevées, le gain sera :

$$A = S.Z = S \frac{R_a}{\sqrt{R_a^2 C_t^2 \omega^2 + 1}}$$

Une valeur remarquable de la charge est celle où sa valeur ohmique R_a est égale à la capacitance :

$$R_a = \frac{1}{C_t \omega} \quad \text{ou} \quad R_a \cdot C_t \cdot \omega = 1.$$

On a alors

$$Z = R_a / \sqrt{2} = 0,707 R_a.$$

Le gain à cette fréquence que nous appellerons f_o , est :

$$A = S \cdot 0,707 \cdot R_a.$$

Pour que le gain de l'étage soit égal à 1, il faut avoir :

$$S.Z = 1 \quad \text{ou} \quad Z = 1/S \quad \text{ce qui a lieu pour} \quad S/(C_t \omega) = 1$$

et pour une pulsation $\omega = S/C_t$, alors la fréquence limite est atteinte. Pour des fréquences plus élevées, le gain est inférieur à l'unité.

La relation de base peut être simplifiée pour obtenir une formule pratique qui permette de calculer l'impédance de charge pour une fréquence quelconque f .

Admettons que la fréquence limite f_o soit atteinte pour

$$R_a = 1/(2\pi f_o C_t).$$

Nous pouvons écrire, dans la relation de base :

$$\sqrt{R_a^2 C_t^2 \omega^2 + 1} = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 f_o^2 C_t^2} \cdot C_t^2 4\pi^2 f^2 + 1} = \sqrt{\frac{f^2}{f_o^2} + 1}.$$

et A devient

$$A = S \frac{R_a}{\sqrt{\frac{f^2}{f_o^2} + 1}}.$$

Comme Z est faible vis-à-vis de ρ , nous pouvons admettre qu'un courant constant circule dans l'impédance; le changement de phase dû à la présence de C_t est égal à l'angle de phase de l'impédance

et donné par : $\text{tg } \varphi = R_a C_t \omega$; en posant $R_a = \frac{1}{2\pi f_o C_t}$, on arrive

à :

$$\text{tg } \varphi = f/f_o.$$

Le déphasage est $\varphi = -\text{tg}^{-1}f/f_0$.

Le gain relatif peut s'écrire :

$$A (\%) = 100/\sqrt{1 + f^2/f_0^2}.$$

La figure III-23 montre la variation relative du gain et la loi suivant laquelle varie le déphasage dans un étage non compensé.

Examinons un problème qui se pose souvent; pour une pente et

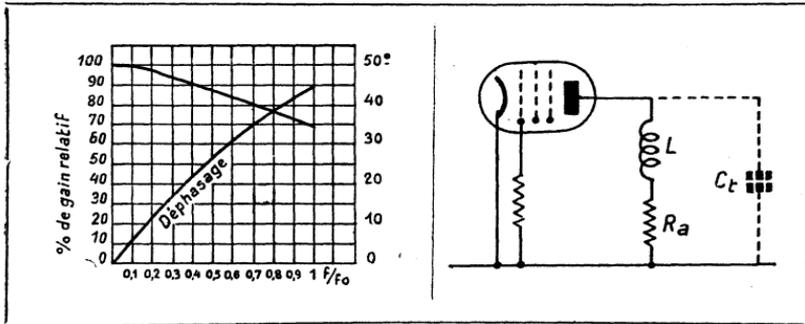


Figure III-23.

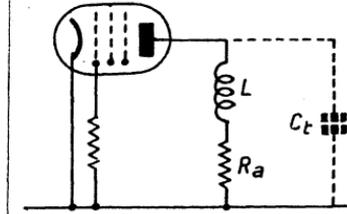


Figure III-24.

pour une fréquence donnée, quelle doit être la valeur maximum de R_a , la capacité C_t étant évaluée. Prenons un exemple numérique.

Soit 100 000 Hz la fréquence à atteindre avec une perte de 1 % sur le gain à 1 000 Hz. La capacité C_t étant de 30 pF, il faut avoir à 100 000 Hz : $Z = R_a/1,01$ ou :

$$\sqrt{R_a^2 C_t^2 \omega^2 + 1} = 1,01$$

d'où nous tirons :

$$R_a = 7\,500 \, \Omega.$$

CORRECTION D'UN ETAGE A RESISTANCES AUX FREQUENCES ELEVEES

Nous savons maintenant que la perte de gain constatée dans un étage à résistances vient de ce que l'impédance de charge diminue quand la fréquence augmente.

Cette réduction est due au fait que la capacitance $1/(C_t \omega)$ de la capacité en parallèle sur R_a , devient de plus en plus faible au fur et à mesure que la fréquence croît. Il faut donc employer un artifice évitant que Z diminue quand la fréquence s'élève.

Cet artifice consiste à insérer dans le circuit une bobine L (fig. III-24), l'inductance ωL augmentant avec la fréquence ; si L est bien choisie, la charge demeure constante jusqu'à une certaine limite cependant, car la bobine a une capacité propre qui donne à l'étage une fréquence de coupure et une fréquence de résonance que l'on amortit à l'aide d'une résistance placée en parallèle sur cette bobine si besoin est.

La fréquence limite est déterminée par R_a , L et C_i . Il existe plusieurs méthodes de correction que nous allons examiner successivement. En plus de la compensation de gain aux fréquences élevées, la correction rectifie aussi le déphasage.

Compensation shunt (1^{re} méthode). — Le gain de l'étage à une fréquence f est fonction de L , de R_a , de C_i et aussi de deux constantes qui lient L et R_a à C_i pour la fréquence f_0 ; ces constantes sont :

$$K_{R_a} = \frac{R_a}{2\pi f_0 C_i} \quad K_L = \frac{2\pi f_0 L}{1}$$

La relation qui donne le gain en fonction de ces constantes est :

$$A_f = A \cdot R_a \frac{\sqrt{1 + \left[K_L \frac{f}{f_0} + (1 - K_L) \frac{f}{f_0} \right]^2}}{\left(\frac{f}{f_0} \right)^2 + \left(K_L \frac{f^2}{f_0^2} - 1 \right)^2}$$

Nous avons parlé précédemment d'une valeur remarquable de R_a qui est $R_a = 1/(C_i \omega)$, désignons par ω la pulsation correspondant à la fréquence f_0 à atteindre. Si L a une valeur telle que $2\pi f L = R/2$, le gain de l'étage sera à la fréquence f_0 identique à ce qu'il serait si la capacitance parallèle était nulle. Portant ces valeurs dans les relations ci-dessus, le gain à une fréquence f d'un étage corrigé par cette méthode devient :

$$A_f = A \cdot R_a \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{4} \frac{f^3}{f_0^3} + \frac{1}{2} \frac{f}{f_0} \right)^2}}{\left(\frac{f}{f_0} \right)^2 + \left(\frac{f^2}{2f_0^2} - 1 \right)^2}$$

Considérons un étage compensé dans ces conditions. Soit

$$R_a = 1/(C_i \omega) \quad \text{et} \quad L \omega = R_a / 2$$

à une fréquence $f_0 = 1 \text{ MHz}$; le calcul du gain à une fréquence

$f = 2$ MHz effectué au moyen de la relation ci-dessus, nous donne :
 $A_r = A.R_a . 0,635$.

Si dans la formule générale on adopte $K_L \approx 0,7$, le gain à f_o devient environ 1,2 fois plus grand que ce qu'il est pour $K_L = 0,5$. Si au contraire $K_L = 0,3$, il devient 0,87 fois plus petit.

La figure III-25 montre la variation du déphasage en fonction du rapport des fréquences dans un étage corrigé.

Compensation shunt (2^e méthode). — La capacité totale C_t (fig. III-26) a été mesurée, selon un procédé que nous indiquerons ultérieurement. Soit f_o la fréquence limite jusqu'à laquelle

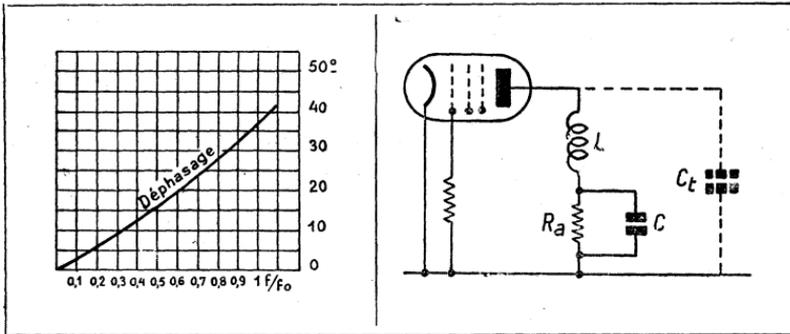


Figure III-25.

Figure III-26.

l'amplificateur doit avoir un gain égal à 100 % du gain à la fréquence de référence (800 Hz par exemple).

La résistance de charge à adopter est donnée par :

$$R_a = \frac{1,8}{2\pi f_o C_t}$$

La bobine de compensation est : $L = \frac{3,03}{4\pi^2 f_o^2 C_t}$.

La capacité à placer en parallèle sur R_a pour désamortir le circuit est : $C = 0,518 C_o$.

Ainsi corrigé, le circuit a une courbe de réponse dont l'aspect est représenté figure III-27 a. Il existe un creux avant la fréquence f_o et un maximum de gain pour cette fréquence, l'amplitude de ces deux accidents de la courbe étant de 1 décibel.

La capacité C sera constituée par un condensateur ajustable de 30 pF, sa valeur exacte est à déterminer à l'aide d'un générateur haute fréquence.

Les figures III-27 b, c et d représentent respectivement l'aspect

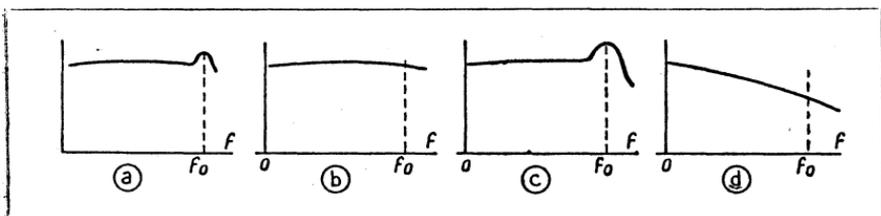


Figure III-27.

de la courbe de réponse d'un étage compensé à charge ohmique importante, celui de la courbe de réponse d'un étage compensé à charge ohmique faible et enfin l'aspect de la courbe de réponse d'un étage non compensé.

Correction série. — Ici la bobine de correction est insérée en série avec la capacité de couplage C_g (fig. III-28).

Ce système présente l'avantage sur le système shunt, que la bobine L isole les effets des capacités C_s et C_e , C_s représentant la somme des capacités en parallèle sur la charge R_a , et C_e la somme des capacités en parallèle sur la résistance de grille R_g . Dans le système série, C_s étant plus petit que C , on peut, pour une même fréquence f_0 , donner à R_a une valeur proportionnellement plus forte que celle qu'il est possible de lui donner dans le cas de la correction shunt; le gain de l'étage sera donc plus grand.

En général, on observe que C_e est égale au double de C_s ; dans ces conditions, les relations qui donnent R_a et L sont :

$$R_a = \frac{1,5}{2\pi f_0(C_s + C_e)} \quad L = 0,67 \cdot C_t \cdot R_a^2.$$

Le gain est 1,5 fois plus grand que dans le cas de la compensation shunt pour un étage possédant une même valeur de la capacité C_t .

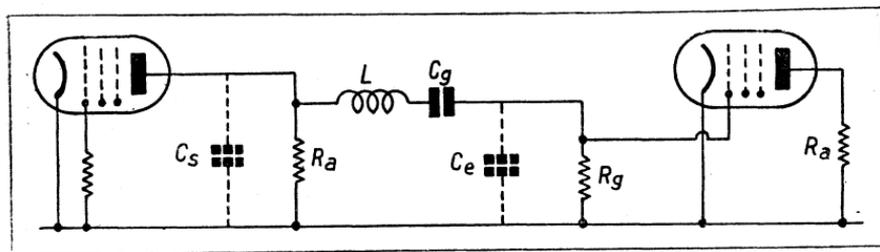


Figure III-28.

Correction série-parallèle. — Ce système met en œuvre simultanément les deux procédés décrits ci-dessus. Admettant toujours que C_e est égale au double de C_s , les relations suivantes donnent les valeurs de R_a , L_s et L_p (fig. III-29).

$$R_a = \frac{1,8}{2\pi f_0 C_t} \quad L_p = 0,12 \cdot C_t \cdot R_a^2, \quad L_s = 0,52 \cdot C_t \cdot R_a^2.$$

Le gain est 1,8 fois plus grand que dans le cas de la compen-

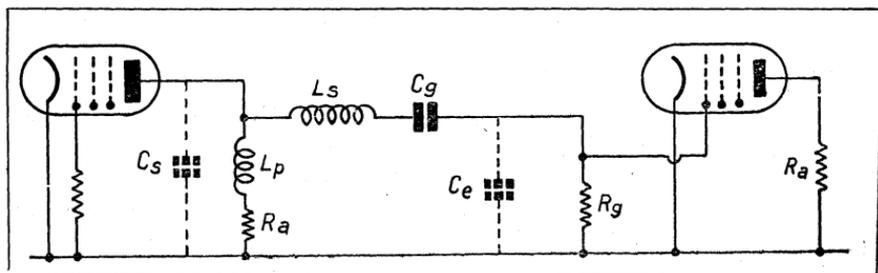


Figure III-29.

sation shunt, pour un étage possédant une même valeur de la capacité C_t .

COMPENSATION PAR CONTRE-REACTION

Ce procédé est économique et de mise au point aisée.

La courbe de réponse qu'il permet d'obtenir n'est peut-être pas aussi linéaire qu'avec les autres méthodes de compensation mais la correction est satisfaisante pour la plupart des applications. La présence d'un condensateur dans le circuit de cathode amène un déphasage, mais vu la faible valeur de cette capacité, celui-ci n'apparaît pas sur les fréquences basses, là où il serait particulièrement gênant.

Nous allons traiter un exemple pratique qui nous permettra d'établir une règle pour ce mode de correction.

Soit un étage amplificateur équipé d'un tube EF50 (fig. III-30); la résistance de charge est de 28 000 ohms, entre cathode et masse est insérée une résistance de 270 ohms qui assure la polarisation. La pente de ce tube est de 6,5 mA/V.

Le gain de l'étage est donc de 64. Si la résistance de cathode est

shuntée par une capacité de forte valeur, le gain devient égal à 180 pour la fréquence considérée.

Le relevé de la courbe de réponse nous permet de déterminer la capacité en parallèle sur la résistance de charge. C'est à une fréquence de 240 000 Hz que la tension d'entrée doit être augmentée de 1,41 fois pour que la tension de sortie soit, à cette fréquence, de même amplitude qu'aux fréquences basses; à titre d'indication, nous pouvons calculer la valeur de la capacité parallèle de sortie :

$$C_t = \frac{1}{2\pi f R_a} = 23 \text{ pF.}$$

Si nous voulons que, jusqu'à 240 kHz, l'amplification demeure constante, il faut réduire le taux de contre-réaction pour qu'à cette fréquence le gain soit 1,41 fois plus élevé; il est donc nécessaire que la pente soit 1,41 fois plus grande et égale à :

$$2,3 \times 10^{-3} \times 1,41 = 3,2 \text{ mA/V}$$

(2,3 au lieu de 6,5 à cause de l'effet de contre-réaction).

L'impédance de l'ensemble capacité-résistance à introduire entre cathode et masse doit être, puisque $S' = S \frac{1}{1 + RS}$:

$$Z_k = \frac{S - S'}{SS'} = 160 \Omega.$$

$$\text{Nous devons avoir } Z = \frac{270}{\sqrt{R_a^2 C_t^2 \omega^2 + 1}} = 160 \text{ à } 240 \text{ kHz}$$

d'où

$$\sqrt{R_a^2 C_t^2 \omega^2 + 1} = 1,68.$$

Connaissant R et ω , nous pouvons tirer de cette relation la valeur de C soit 3 320 pF.

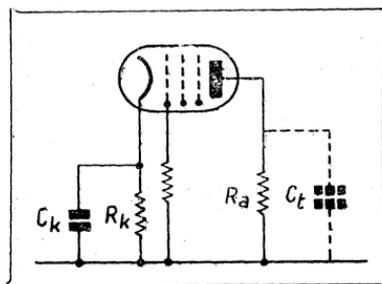


Figure III-30.

Si nous calculons le gain de l'étage à 400, 150 puis 100 khz nous trouvons respectivement 57, 66 et 66,3.

Pour les fréquences supérieures à la fréquence pour laquelle le calcul a été fait, la perte due à la capacité parallèle sur R_a l'emporte sur l'apport de gain obtenu par la réduction de contre-réaction.

La règle à suivre pour réaliser une telle correction est simple :

rechercher la fréquence pour laquelle il faut remonter la tension injectée de 1,41 fois pour obtenir le même gain qu'à la fréquence basse de référence; calculer la pente du tube pour une valeur de R_k donnée, puis l'impédance à introduire entre cathode et masse pour que la pente soit 1,41 fois plus élevée que lorsque la contre-réaction est totale; cela permet d'obtenir la valeur de C_k .

METHODE DE MESURE DE LA CAPACITE C .

Comme nous l'avons vu, la détermination de la résistance de charge et de la bobine de correction d'un étage amplificateur, nécessite la

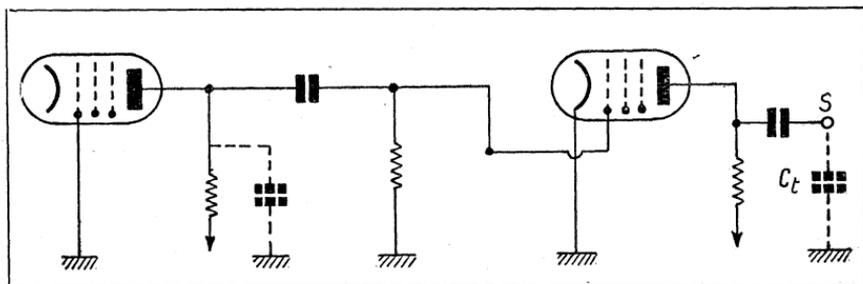


Figure III-31.

connaissance de la valeur de la somme des capacités qui créent avec ces éléments une charge complexe.

Deux méthodes de mesure peuvent être utilisées, la première met en œuvre le procédé classique de mesure de capacités par soustraction, la seconde, plus originale, nécessite moins de précautions.

Méthode par soustraction. — Soit à mesurer les capacités parallèles sur un amplificateur à deux étages (fig. III-31).

On commence par effectuer la mesure sur l'étage de sortie. Le point S sera relié, par exemple, à une plaque de déviation du tube à rayons cathodiques si cet amplificateur doit équiper un oscillographe, et cette liaison sera faite par un câble blindé du même type et de longueur égale à celui qui sera utilisé dans la réalisation définitive.

Le montage à réaliser est représenté figure III-32. Exciter, à l'aide d'un générateur H.F., un circuit oscillant sur une fréquence d'environ 1 MHz; la résonance est contrôlée par un voltmètre électronique V. Le condensateur étalon a une capacité totale d'une

centaine de μF au maximum; la bobine est logée dans un boîtier relié à la terre et elle doit présenter une faible capacité par rapport à ce blindage; les connexions doivent être courtes. Au point chaud du condensateur variable, connectons un fil rigide de quelques centimètres de longueur dont l'extrémité libre est placée à proximité immédiate de S. Nous prendrons soin évidemment de ne pas introduire de capacités parasites additionnelles en parallèle sur le circuit en

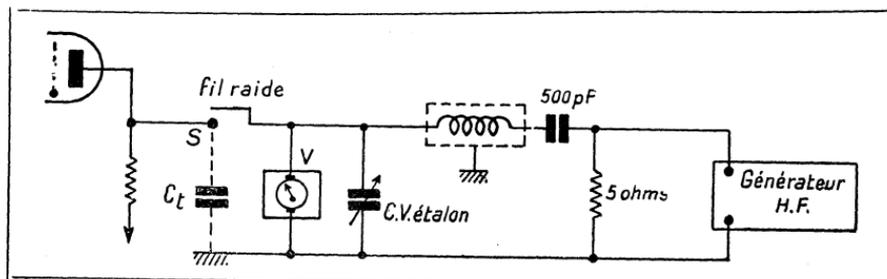


Figure III-32.

cours d'étude, les capacités intervenant dans le circuit de mesure sont sans importance puisque nous procédons par différence.

Plaçons le condensateur, par exemple sur $100 \mu\text{F}$, et recherchons la résonance avec le générateur.

En perturbant le moins possible sa position par rapport à la masse, fixons le fil rigide en S. La capacité C_t vient se placer en parallèle sur le circuit résonnant et en détruit l'accord exact; il faut retoucher le condensateur variable pour le retrouver. Soit $75 \mu\text{F}$ la nouvelle valeur lue, la capacité C_t est donc de :

$$100 - 75 = 25 \mu\text{F}.$$

Lors de cette mesure, il faudra que la connexion de la bobine de correction à venir soit déjà établie; on ajoutera 2 ou 3 μF à la valeur mesurée pour tenir compte de la capacité par rapport à la masse de cette bobine. Nous procéderons de la même façon pour les autres étages.

Seconde méthode. — La façon de procéder est la suivante :

Dans le circuit plaque du premier étage de l'amplificateur en étude, plaçons comme charge une résistance R_1 de 10 000 ohms. Polarisons le tube suivant de façon à le faire travailler en détecteur plaque, l'entrée de l'amplificateur étant connectée à un géné-

rateur réglé sur 1 000 Hz, par exemple. Ajustons l'amplitude de la tension d'attaque de façon à lire par exemple 1 mA sur le milli-ampèremètre du détecteur plaque; élevons progressivement la fréquence, en maintenant la tension constante à l'entrée de l'amplificateur, nous voyons, à partir d'une certaine fréquence, la tension de sortie de l'étage diminuer. Augmentons la tension d'entrée pour retrouver 1 mA sur l'instrument, « montons » en fréquence jusqu'au moment où il faudra 1,41 fois plus de tension qu'à l'origine du relevé; c'est-à-dire à 10 000 Hz; à ce moment, la fréquence f_1 est atteinte, la relation

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_1 C_t}$$

est satisfaite, nous pouvons en tirer

$$C_t = \frac{1}{2\pi f_1 R_1}$$

Nous répéterons la mesure à chaque étage, en appliquant la tension à la grille de l'étage dont on mesure la capacité de sortie et toujours en utilisant le tube suivant comme voltmètre.

Arrivé au dernier tube, il faut mettre en place le circuit qui doit y être raccordé. S'il s'agit d'un oscillographe par exemple, on reliera les plaques de déviation par les connexions utilisées dans la réalisation, le tube à rayons cathodiques remplacera le détecteur plaque.

S'il s'agit de mesures sur l'étage à vidéo-fréquence d'un récepteur de télévision, on ajustera la polarisation du Wehnelt de façon à utiliser le système triode du tube comme détecteur plaque.

Cette seconde méthode de mesure ne permet pas de dissocier la valeur propre à la capacité de sortie d'un étage, de la capacité d'entrée de l'étage suivant. La méthode précédente se prête, elle, à cette double mesure, utile pour l'établissement d'un système de compensation série.

Si les lampes employées sont des triodes, il est préférable d'utiliser la méthode par soustraction, car la lampe qui suit l'étage sur lequel s'effectue sa mesure vient par sa capacité dynamique d'entrée, fausser la mesure, ce qui n'est pas le cas avec des pentodes où C_{a-g} est très faible, il faudra cependant majorer C_t de 4 à 6 pF pour tenir compte de la variation de capacité d'entrée des pentodes à forte pente quand on modifie V_g .

Il est encore possible, pour contrôler les amplitudes, d'opérer avec un voltmètre électronique dont la capacité d'entrée est connue, sa valeur sera à retrancher de la valeur trouvée.

LES TUBES D'UN AMPLIFICATEUR DE MESURE

Nous avons vu qu'il est nécessaire que les capacités en parallèle sur les charges soient aussi réduites que possible, on cherchera donc à employer des lampes à faible capacité d'entrée et de sortie.

Rappelons que la capacité parasite C_t qui est en parallèle sur la charge d'anode est représentée par la somme suivante (voir ci-dessus et fig. III-22) :

$$C_t = C_a + C_g + C_{g-a}(1 + A) + C_p$$

où C_a = capacité de sortie du tube d'attaque;

C_g = capacité d'entrée du tube attaqué;

C_{g-a} = capacité grille-anode du tube attaqué;

C_p = capacité parasite due au câblage;

A = gain de l'étage attaqué.

Supposons que les valeurs suivantes soient concentrées entre deux étages amplificateurs :

$$C_p = 5 \text{ pF}; \quad C_a = 4,5 \text{ pF}; \quad C_g = 4,9 \text{ pF}; \\ C_{g-a} = 1,7 \text{ pF} \quad \text{et} \quad A = 15.$$

Nous trouvons pour C_t :

$$C_t = 5 + 4,5 + 4,9 + 1,7(1 + 15) = 41,6 \text{ pF}.$$

Les tubes utilisés sont des triodes.

Effectuons le même calcul pour des étages équipés de penthodes, avec gain égal et même valeur de C_t ; nous aurons

$$C_a = 6,9 \text{ pF}; \quad C_g = 5,4 \text{ pF}; \quad C_{g-a} = 0,003 \text{ pF}; \\ C_t = 5 + 6,9 + 5,4 + 0,003(1 + 15) = 17,35 \text{ pF}.$$

Ces deux exemples montrent l'intérêt qu'il y a à utiliser des penthodes pour l'équipement des amplificateurs de mesure.

Que devons-nous rechercher encore ? Le gain d'un étage amplificateur à résistances est donné par :

$$A = S \frac{\rho Z_a}{\rho + Z_a} \text{ (voir ci-dessus).}$$

Nous avons vu que pour des valeurs de Z_a faibles par rapport à ρ , on peut prendre pour valeur du gain : $A = S.Z_a$ ou $S.R_a$ si l'on ne tient compte que de la résistance de charge.

Le but à atteindre dans la réalisation d'un amplificateur, est d'obtenir un gain aussi élevé que possible; mais nous sommes vite limités dans la valeur à donner à R_a à cause de l'effet de shunt de la capacité parallèle. Il reste le facteur S , pente de la lampe; nous voyons

l'intérêt qu'il y a à choisir une lampe à forte pente et capable de donner une tension importante aux bornes d'une charge très faible. Ce sera donc une lampe à courant plaque élevé que l'on choisira, en particulier à la sortie de l'amplificateur, pour assurer le déplacement du spot sur le diamètre entier de l'écran du tube à rayons cathodiques.

Les lampes amplificatrices seront des pentodes à grande pente : EF50, 1 852, EF51, par exemple. Pour des charges très réduites, on emploiera des tubes EL3N.

Les lampes de sortie seront, en général, des pentodes de puissance : EBL1, EL3N, 6V6, 6L6, 4 654. La pentode CBL6 se prête très bien à l'équipement d'un étage de sortie, alimentée sous 200 volts (entre anode et cathode); elle permet d'obtenir une tension de 120 volts efficaces avec une distorsion inférieure à 5 % aux bornes d'une résistance de charge de 4 500 ohms, cela avec une simple contre-réaction d'intensité. Les pentodes finales étudiées pour les récepteurs tous-courants ont un fonctionnement optimum sur des charges relativement faibles, 2 000 ohms au lieu de 5 à 7 000 pour les pentodes à chauffage 6,3 volts. La question chauffage fait en général, malgré tout, préférer ces dernières.

Des pentodes H.F. choisies précédemment pour l'équipement des étages amplificateurs peuvent être utilisées pour les étages de sortie, avec charge relativement basse (7 à 8 000 ohms), en push-pull, ou avec charges élevées, mais, alors, la distorsion linéaire devient importante.

Pour des capacités parasites courantes, de l'ordre de 25 à 30 μF , il faut, si l'on se contente, avec correction par bobine, d'une reproduction linéaire jusqu'à quelques centaines de milliers de hertz, utiliser des charges de 20 à 50 000 ohms. Pour atteindre 3 mégahertz, il faut « descendre » à un millier d'ohms. Ces chiffres sont donnés comme ordre de grandeur. Il faut, lors de l'élaboration du projet d'amplificateur de mesure, bien se pénétrer de cette vérité : *de l'entrée à la sortie, les gains se multiplient, mais les pertes aussi; en conséquence, il faut savoir limiter la valeur des résistances de charge.*

MESURES A EFFECTUER SUR UN AMPLIFICATEUR POUR OSCILLOGRAPHE

Mesure du gain. — Si la mesure est faite à une fréquence relativement basse, on peut opérer comme on le ferait pour tout am-

plificateur, c'est-à-dire, en mesurant la tension à l'entrée de l'étage et la tension à la sortie.

Pour des mesures aux fréquences élevées, il ne faut pas introduire de capacités parasites supplémentaires, ce qui se produirait à la suite du branchement d'un voltmètre; aussi, on utilise le tube qui suit celui sur lequel on fait la mesure comme témoin de niveau, en le montant en détecteur-plaque (voir ci-dessus).

On note, pour la fréquence de résonance la valeur du courant de l'étage détecteur, puis on relève pour les fréquences auxquelles il est nécessaire de mesurer le gain, les valeurs des tensions appliquées à l'entrée de l'étage pour obtenir une valeur constante du courant détecté. Pour le dernier étage d'un amplificateur ou pour l'amplificateur complet, c'est l'élongation obtenue sur l'écran qui servira à évaluer le niveau de sortie.

Mesure du déphasage. — On procède à cette mesure à l'aide d'un oscillographe et, si besoin est, de deux amplificateurs identiques, l'un pour produire la déviation horizontale et l'autre la déviation verticale.

Les deux amplificateurs doivent être identiques, non seulement pour la constance des charges ou capacités de découplage, mais aussi pour la réalisation matérielle, de façon que les capacités parasites soient bien égales, car si l'on veut faire des mesures aux fréquences élevées, des capacités différentes amèneraient des rotations de phase différentes pour chacun des deux chemins.

Même pour les fréquences de quelques milliers de hertz, des précautions sont à prendre, par exemple dans la similitude des câbles de liaison.

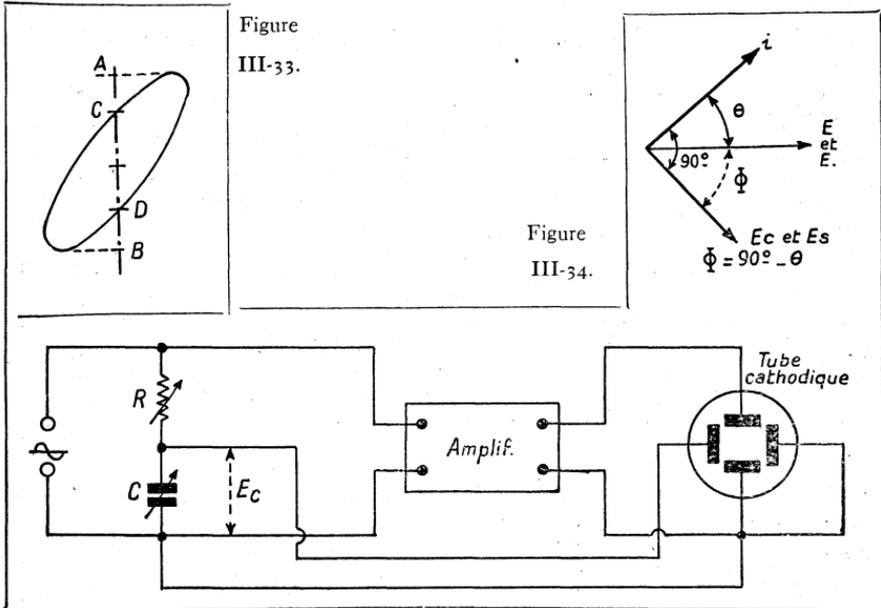
Rappelons que si deux tensions sont en phase ou déphasées de 180° , l'oscillogramme obtenu est une droite inclinée, si $\Phi = 90^\circ$ et que si les élongations horizontales et verticales sont égales, c'est un cercle qui apparaît sur l'écran. Pour d'autres valeurs de l'angle de déphasage on observe une ellipse. Par la mesure de AB et de CD (fig. III-33) et en effectuant le quotient de CD par AB , on obtient la valeur du sinus de l'angle; une table de lignes trigonométriques permettra de trouver l'angle correspondant.

Une autre méthode, qui donne une précision plus grande, consiste à employer des circuits à résistance et capacité pour changer la phase d'une des tensions jusqu'à ce qu'on obtienne un tracé rectiligne sur

l'écran. Connaissant $R.C$ du réseau de correction et ω , il est facile de calculer Φ qui est égal au déphasage dans l'amplificateur.

Le montage à réaliser est représenté figure III-34 qui montre aussi le diagramme des tensions et du courant.

La présence de capacités dans le circuit plaque crée un décalage en arrière de la tension de sortie sur la tension d'entrée ; les circuits



à résistance et capacité utilisés pour opérer la rotation pour la mesure du déphasage, doivent être établis pour décaler la phase de la tension d'entrée en arrière, avant qu'elle soit appliquée aux plaques du tube à rayons cathodiques, ou réciproquement pour avancer la phase de la tension de sortie. Il faut penser à ajouter à la valeur lue pour C , la capacité des connexions ou câbles de liaison, et la capacité d'entrée de l'oscillographe. La sortie de l'amplificateur sera branchée dans les conditions normales d'emploi.

L'amplificateur devra aussi être soumis à un essai dont nous parlerons ultérieurement : l'essai sur les signaux rectangulaires.

**REPONSE D'UN AMPLIFICATEUR A RESISTANCES
AUX PHENOMENES TRANSITOIRES
CARACTERISTIQUE DE SAUT. UNITE HEAVISIDE**

Un amplificateur possède, nous l'avons vu, plusieurs caractéristiques : distorsion non linéaire, distorsion linéaire et distorsion de phase. Une quatrième caractéristique fournit à elle seule les mêmes renseignements que les deux dernières, c'est la caractéristique discontinue ou *caractéristique de saut*.

La caractéristique de saut d'un étage amplificateur correspond aux variations de l'amplitude du signal de sortie pour un signal d'entrée dont l'amplitude varie brusquement de 0 à 1. Ce signal (fig. III-35) est appelé « *unité Heaviside* ». Il renseigne sur le comportement de l'amplificateur au passage des transitoires.

L'expérience suivante peut être faite sur un oscillographe : On applique à l'entrée de l'amplificateur la tension fournie par une batterie, par l'intermédiaire d'un manipulateur. Lorsqu'on appuie sur le bouton, l'amplificateur est soumis à une tension qui brusquement passe de 0 à 1 et reste constante, on constate à la sortie un accroissement de la tension suivi d'une diminution d'allure exponentielle (fig. III-36). La tension doit être appliquée assez longtemps pour permettre l'achèvement du phénomène transitoire. Le transitoire initial *ab* une fois achevé, il se produit un transitoire postérieur *bc*, qui est causé par le fait que l'armature du condensateur située du côté grille tend à revenir au potentiel de la masse, le courant de décharge tendant à s'écouler par la résistance de grille. La constante de temps du système de liaison $R_g.C_g$ peut être élevée et le transitoire qui en est la conséquence, réduit par l'accroissement de R_g et de C_g .

Pour que le transitoire postérieur *bc* soit supprimé, il faudrait que

$$R_g.C_g = \infty.$$

L'inclinaison de la partie exponentielle permet d'apprécier la qualité de l'amplificateur ; si celui-ci était à liaison directe, l'oscillogramme prendrait l'aspect indiqué par le pointillé sur la figure. La distorsion ainsi mise en relief se produit sur les fréquences basses.

Mais il ne serait pas pratique de procéder manuellement à la production de signaux à front vertical, l'exploitation des enseignements fournis nécessitant une photographie. On se sert donc d'un générateur qui produit des signaux dits carrés ou rectangulaires, suite ininterrompue de signaux « *unité* ».

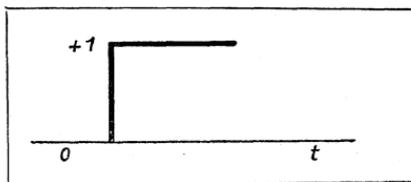


Figure III-35.

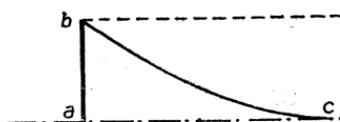


Figure III-36.

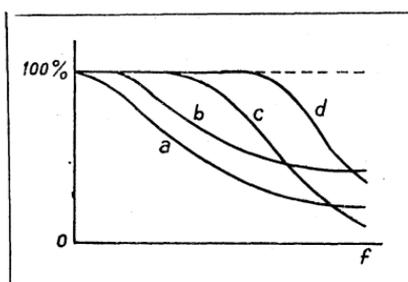


Figure III-37.

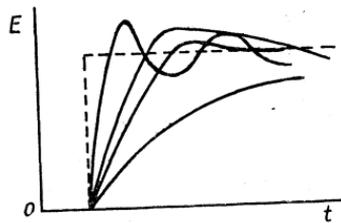


Figure III-38.

Sur les fréquences élevées, nous avons vu que la charge diminue quand la fréquence s'élève, par suite de la présence de capacités parasites, et que le gain suit la même loi. Si l'on trace (fig. III-37) les courbes de réponse d'un étage amplificateur, courbes de E_s en fonction de f , pour la zone des fréquences élevées,

- a) pour l'étage non corrigé;
- b) pour l'étage corrigé shunt;
- c) pour l'étage corrigé série et;
- d) pour l'étage corrigé série-parallèle;

on constate un relèvement intéressant du niveau. Dans chacun des systèmes, à l'instant $t = 0$, le courant d'entrée passe brusquement de $i = 0$ à $i = i_0$ et, par la suite, il conserve cette valeur. Une valeur de L étant fixée, le calcul permet d'établir la courbe des variations de tension aux bornes de la capacité C_p . Ces courbes sont tracées figure III-38. On remarque que la présence de la self-inductance produit une suroscillation d'autant plus accusée que la correction est importante. Il peut y avoir oscillation. Le tracé en pointillé montre la forme de la tension à l'entrée.

A mesure que le gain garde sa valeur à des fréquences de plus en plus élevées, l'inclinaison de la caractéristique de saut se rapproche de la verticale, ce qui est favorable à une réponse correcte de l'étage aux transitoires. Une suroscillation importante ne peut être tolérée,

elle sera mise en évidence par l'examen du fonctionnement de l'amplificateur attaqué par des signaux rectangulaires.

Le transitoire initial doit être observé avec le minimum de retard par rapport à la verticale et sans dépassement de la valeur de crête, sans tendance à l'oscillation. Une autre forme de transitoire que doit être capable de transmettre un amplificateur, est celui causé par une onde dont l'amplitude affecte une variation extrêmement lente sur une partie des périodes.

On explique de la façon suivante l'action de la bobine de correction établie précédemment, au moyen du relevé de la caractéristique de distorsion linéaire d'un étage amplificateur :

Si l'on applique à la grille d'un étage amplificateur une tension en créneaux, le courant d'anode variera selon une loi identique, l'accroissement de i_a se partagera entre R_a et C_p . La tension aux bornes de C_p ne peut atteindre sa valeur correcte tant qu'une certaine quantité d'électricité n'est pas emmagasinée dans cette capacité. La bobine en s'opposant à la circulation du courant pendant l'accroissement du début, aide au passage de ce courant à travers la capacité, celle-ci se décharge beaucoup plus rapidement que dans le cas où l'étage n'est pas corrigé (fig. III-37).

La distorsion de phase est mise en évidence également par la non similitude entre le signal à la sortie et le signal à l'entrée due aux variations de phase qui se produisent entre les harmoniques lors de la traversée de l'amplificateur.

Nous arrivons donc aux mêmes conclusions par l'examen de la réponse aux signaux rectangulaires que par le relevé de la caractéristique de distorsion linéaire. Pour une réponse satisfaisante aux fréquences élevées : faible valeur de la résistance de charge, des capacités en parallèle sur R_a et bobines de correction ; pour une réponse correcte aux fréquences basses, il faut que le produit $R_g C_g$ ait une valeur élevée. $R_g C_g = T$ est la constante de temps du système de liaison.

Le sens du terme constante de temps peut être mis en relief par le calcul de l'atténuation de tension continue d'une impulsion appliquée au moyen d'une clef K (fig. III-39) aux bornes du système $R_g - C_g$. Rappelons que la constante de temps $T = RC$ (T secondes, R ohms, C farads) exprime le temps que met le courant à atteindre la valeur :

$$\frac{1}{e} = \frac{1}{2,718} \quad \text{ou } 36,8 \% \text{ de sa valeur initiale}$$

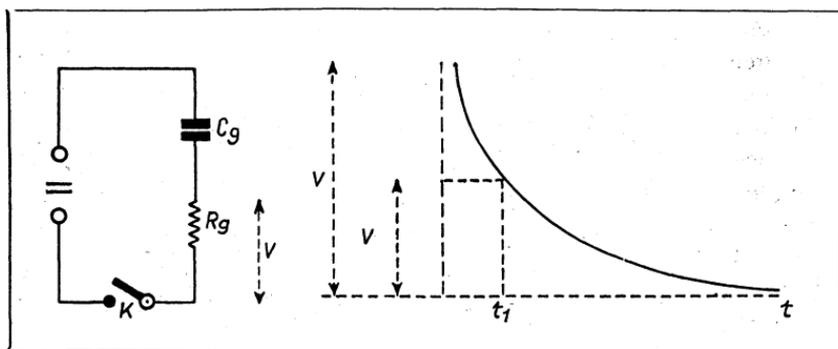


Figure III-39.

s'il s'agit d'un affaiblissement du courant, ou :

$$\left(1 - \frac{1}{e}\right) \text{ ou } 63,2 \% \text{ de sa valeur finale}$$

s'il s'agit d'un accroissement du courant.

La valeur de la tension V_{t_1} existant aux bornes de R lorsqu'un temps t_1 s'est écoulé depuis la fermeture de la clef, est donné par la relation :

$$V_{t_1} = V_0 \cdot e^{-\frac{t}{R_g C_g}}$$

CAS D'UN AMPLIFICATEUR A PLUSIEURS ETAGES

Si l'on fait l'étude d'un amplificateur à plusieurs étages par la caractéristique de saut, on constate que l'inclinaison de la courbe s'éloigne de la verticale et que la suroscillation s'accroît.

Examinons ce que devient la valeur de la tension instantanée pour l'amplificateur représenté figure III-40. Supposons qu'à travers la capacité C on applique à la grille du premier tube une tension E_1 , et que cette tension acquière brusquement une valeur E_0 et demeure ensuite constante pendant un certain temps. La tension appliquée entre grille et masse est :

$$E_1 = E_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

Le gain d'étage étant A, on recueille aux bornes de la résistance de charge R_g , une tension $E_1 \cdot A$; à l'entrée du second étage, la tension E_2 n'aura pas les mêmes caractéristiques que $E_1 \cdot A$, par suite de la présence des éléments de liaison; nous aurons :

$$E_{2t} = AE_0 \left(1 - \frac{t}{RC} \right) \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

Si le second étage possède les mêmes caractéristiques que le premier, on recueille aux bornes de R_a une tension E_{2A} , et la tension de déflexion appliquée aux plaques de déviation du tube à rayons cathodiques est donnée par :

$$E_{d(t)} = A^2 E_0 \left(1 - \frac{2t}{RC} + \frac{t^2}{2R^2 C^2} \right) \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

Cette relation montre que la pointe de tension est bien proportion-

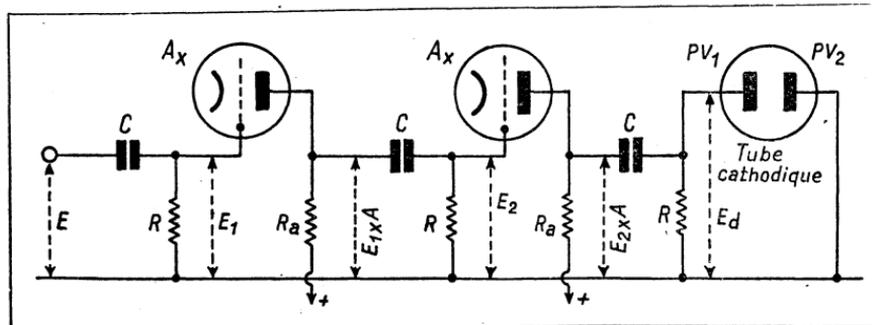


Figure III-40.

nelle à A^2 , mais qu'elle ne reste pas constante, elle diminue selon une loi exponentielle.

Si t est beaucoup plus petit que RC , on peut obtenir une valeur approchée de E_d par la relation :

$$E_{d(t)} = A^2 E_0 \left(1 - \frac{3t}{RC} \right)$$

ETUDE DES AMPLIFICATEURS A L'AIDE DE SIGNAUX RECTANGULAIRES

Nous avons vu l'intérêt qu'il y a d'effectuer des essais sur la caractéristique discontinue et qu'il est délicat de faire ces essais sans le secours d'un générateur de signaux rectangulaires.

Les ondes rectangulaires renferment toute la série des harmoniques impairs, ce qui est utile pour les observations aux fréquences élevées.

Il est courant d'effectuer une mise au point d'amplificateur, en employant uniquement cette méthode. Si la forme du signal est la même à la sortie qu'à l'entrée pour les fréquences de travail choisies,

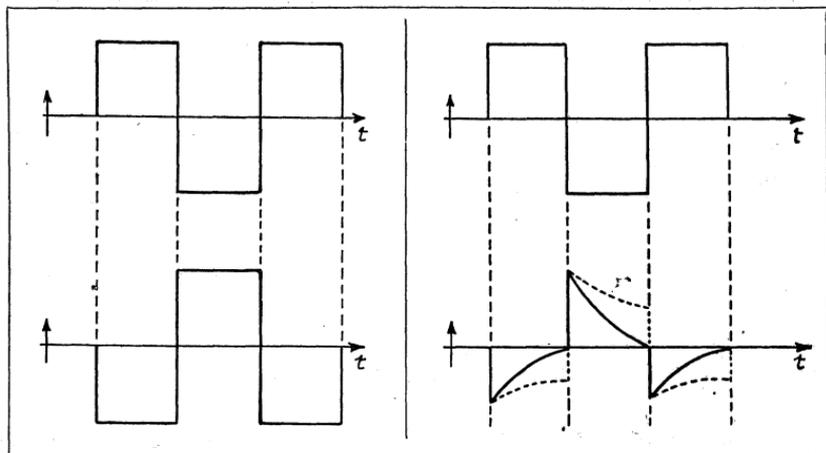


Figure III-41.

Figure III-42.

c'est que l'amplificateur est satisfaisant comme caractéristique amplitude-fréquence et phase-fréquence.

Le calcul total d'un amplificateur est difficile, car plusieurs éléments interviennent qui réagissent les uns sur les autres : éléments de couplage, de découplage, des écrans ou des circuits d'anode. Au point de vue fabrication, il est plus pratique d'ajuster étage par étage en observant le résultat obtenu par l'ensemble.

Nous allons examiner les raisons qui motivent la forme particulière observée de certains oscillogrammes. La figure III-41 montre ce qui se passe pour un amplificateur idéal. En haut on voit l'oscillogramme de la tension à l'entrée, en bas celui de la tension à la sortie. La reproduction est fidèle.

En réalité, au moment où la tension est appliquée à l'entrée de l'amplificateur la tension sur la grille de l'étage suivant croît jusqu'à une valeur maximum, puis au lieu de demeurer constante jusqu'à la fin de l'application de la tension, elle décroît selon une loi exponentielle, la capacité de couplage se décharge à travers la résistance de fuite de grille. On voit l'intérêt qu'il y a à avoir $R_g C_g$ élevé. La figure III-42 montre ce qui se passe quand ce produit est faible et la fréquence basse. Le tracé en pointillé indique l'aspect du même oscillogramme pour une fréquence légèrement plus élevée.

Si un étage amplificateur muni d'une charge relativement élevée, 3 000 ohms, est attaqué par une tension en forme de créneaux dont

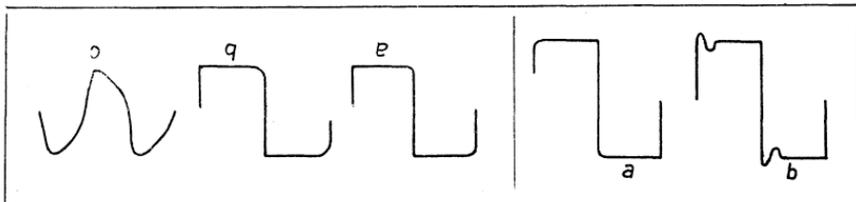


Figure III-43.

Figure III-44.

la fréquence peut être modifiée à volonté, les plaques de déviation étant connectées par une liaison correcte à l'anode, on observe les images de la figure III-43 :

a pour $f = 1\ 000$ Hz, b pour $f = 10\ 000$ Hz,

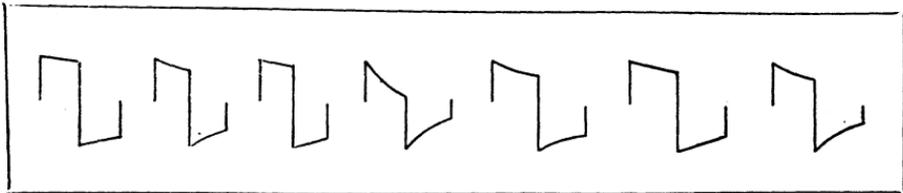
c pour $f = 50\ 000$ Hz.

Une bobine de correction (de 42 mH) étant introduite dans le circuit d'anode, on obtient (fig. III-44) pour $f = 9\ 000$ Hz, la figure a ; pour $f = 16\ 000$ Hz, la figure b où il y a tendance à l'oscillation.

Ensuite, la bobine de correction est éliminée et une capacité de 1 000 μF placée en parallèle sur la résistance de polarisation de 200 ohms. Le gain de l'étage mesuré de 20 à 1 000 Hz est constant, on observe la figure III-45 sur l'écran. Les paliers sont légèrement inclinés. Si la capacité est déconnectée l'oscillogramme devient correct. Le déphasage mesuré, la capacité étant en place, est de 1 à 2 degrés.

Une autre série d'essais a été faite sur l'influence de la capacité de liaison entre le générateur de signaux rectangulaires et l'étage amplificateur. Une résistance de fuite de grille de 20 000 ohms seulement a été montée à dessein.

A 40 Hz, sans capacité de liaison, reproduction absolument correcte; après introduction d'une capacité de 0,5 μF entre la sortie du générateur (100 ohms) et la grille de l'étage on obtient l'oscillogramme représenté figure III-46. Si la fréquence est portée à 100 Hz, on observe l'image de la figure III-47. Si à 40 Hz, en plus de la capacité de liaison de 0,5 μF , nous plaçons une capacité de 25 μF sur la résistance de polarisation, c'est l'oscillogramme représenté figure III-48 qui apparaît sur l'écran ($\varphi = 21^\circ$). En court-circuitant la capacité de liaison, on obtient la figure III-49. A 100 Hz, sans capacité de liaison et sans capacité sur la résistance de polarisation, oscillogramme correct. Avec liaison 0,5 μF paliers inclinés rectilignes (fig. III-50). Sans capacité de liaison, mais avec capacité de 25 μF sur la résistance de cathode, paliers inclinés et incurvés (fig. III-51).



III-45. III-46. III-47. III-48. III-49. III-50. III-51.

Avec les deux capacités connectées les deux défauts sont accentués.

En pratiquant les essais avec une capacité de 12 μF (papier) comme élément de liaison, on obtient un oscillogramme correct. Si l'on établit une liaison directe et qu'on place la capacité en parallèle sur la résistance de cathode, on obtient un oscillogramme analogue à celui que représente la figure III-48 ($\varphi = 15^\circ$). Avec 11 μF sur le circuit de cathode, on observe, à 20 Hz, un affaiblissement de 6 db par rapport au niveau à 1 000 Hz.

Aux fréquences élevées, les capacités parasites, les capacités d'entrée et de sortie des lampes interviennent. La montée brusque du courant dans le circuit d'anode ne se produit pas, on constate un arrondi d'autant plus marqué que la fréquence est plus élevée. Ce retard est causé par la présence des capacités en parallèle sur la charge qui donnent au système une constante de temps.

Les arrondis proviennent de la non transmission des harmoniques d'ordre élevé ou tout au moins d'une transmission affaiblie par rapport à la fondamentale.

Si l'on observe un arrondi seulement pour deux des quatre angles (fig. III-43 a), on peut expliquer ce phénomène en effectuant la somme de la fondamentale et de plusieurs harmoniques dont les dernières sont déphasées.

Il peut arriver que l'oscillation qui apparaît sur l'oscillogramme de la figure III-44 b se poursuive en croissant tout au long des paliers; alors il y a oscillation H.F.

Réalisations d'amplificateurs.

AMPLIFICATEUR POUR OSCILLOGRAPHE DE STATION SERVICE

L'amplificateur qui va être décrit (fig. III-52) est destiné à l'équi-

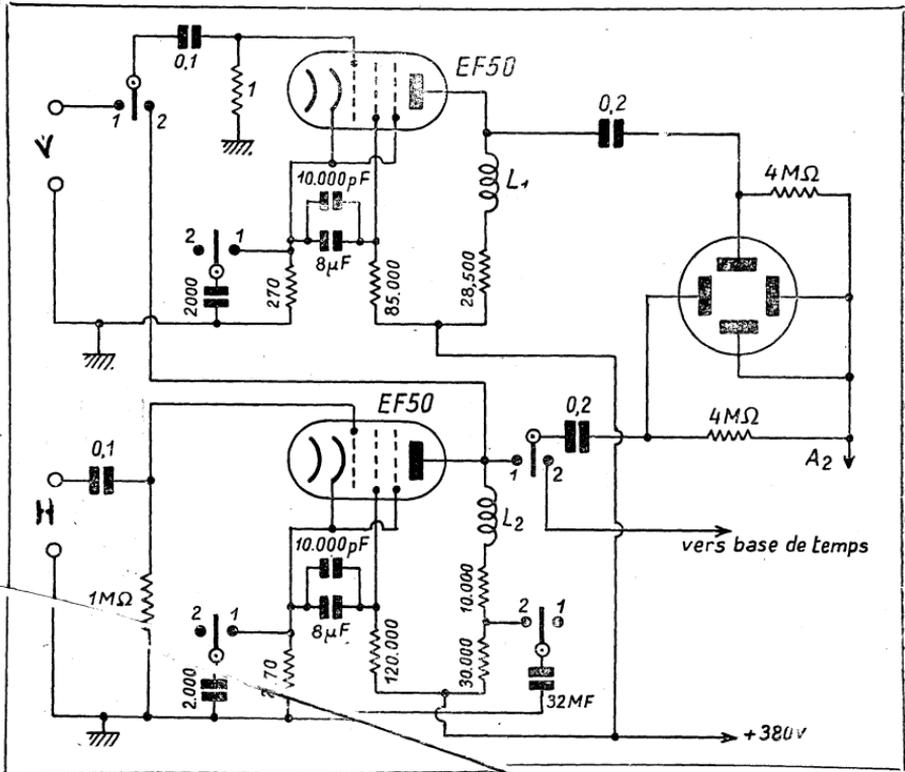


Figure III-52.

pement d'un oscillographe pour station-service, c'est-à-dire à un appareil auquel on ne demande pas des performances bien grandes.

Sa fidélité est excellente pour les fréquences basses, il permet donc de faire des études d'amplificateurs basse-fréquence ou de la partie d'un récepteur située après le système détecteur.

Il est équipé de deux pentodes à forte pente EF50. La charge de la lampe de sortie est assez élevée pour permettre d'obtenir un oscillogramme d'une amplitude largement suffisante sur un tube de 70 ou de 90 mm; il est, en effet, possible d'obtenir une tension de 80 V_{eff} avec une distorsion de 3,5 %, pour une tension à l'entrée de 64 mV. Le gain total, pour les deux étages en cascades est de 1 250. La tension d'alimentation lors de ces mesures était de 380 volts, elle peut être réduite à 330 volts, si l'on ne tient pas à obtenir une tension de sortie aussi importante. Les caractéristiques qui seront données ci-dessous ne changeront pas de ce fait.

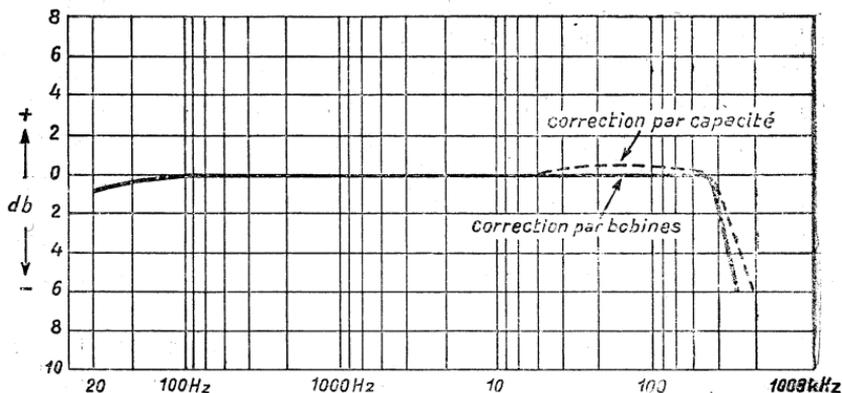


Figure III-53.

La charge élevée qui a dû être utilisée pour obtenir une tension de sortie permettant une amplitude importante, limite évidemment le gain dans le spectre des fréquences élevées. La courbe de réponse est représentée figure III-53 en trait plein. Le déphasage mesuré entre 30 Hz et 100 Hz, atteint 2° à 30 Hz.

Les corrections pour les fréquences élevées sont obtenues par les bobines L_1 et L_2 dont les valeurs sont respectivement 1,3 et 50 mH.

Il est souvent utile de pouvoir appliquer aux plaques de déviation horizontales une tension autre que celle de la base de temps (fonctionnement avec certains vobulateurs). L'amplificateur est pourvu d'un commutateur qui permet de séparer les deux étages et d'utiliser l'un d'eux sur les plaques verticales, l'autre sur les plaques horizontales. Par le jeu de la commutation il est possible de monter les deux étages en cascade, la résistance de charge est alors portée de 10 000 à 40 000 ohms (il est évident que la correction pour les fréquences élevées cesse d'être efficace).

Afin de ne pas compliquer la commutation, les douilles qui servent lors du montage en cascade, d'entrée à l'amplificateur pour produire une déviation verticale, deviennent l'entrée de l'étage qui assure la déviation horizontale est une autre paire de douilles sert à l'entrée de l'amplificateur vertical.

Le gain de l'étage final demeure égal à 55 mais celui de l'étage d'entrée est porté à 85.

La différence entre les deux gains est justifiée par le fait que les deux paires de plaques de déviation n'ont pas la même sensibilité, le rapport des gains est égal au rapport des sensibilités. L'étage de sortie

est évidemment relié aux plaques qui sont situées du côté de la cathode du tube à rayons cathodiques.

Si un gain plus élevé est désiré pour chacun des étages individuels, il faudra placer en parallèle sur les résistances de cathodes des capacités de forte valeur. Pour un travail précis sur les fréquences basses, ces capacités seront de 2 000 μ F. Il est possible, pour des usages courants, de se contenter de valeurs beaucoup plus réduites.

Sur le schéma, les plots marqués 1 et 2 correspondent respectivement au fonctionnement simple et au fonctionnement avec les étages en cascade.

Cet amplificateur se montre impropre à la transmission correcte des signaux rectangulaires de fréquence relativement élevée. A 4 000 Hz, on perçoit sur l'oscillogramme une tendance à l'oscillation, cet inconvénient est dû à la nécessité imposée par les fortes valeurs de résistance de charge, de placer dans le circuit d'anode du tube de sortie une bobine de valeur élevée.

La bobine qui a servi pour les essais avait une résistance ohmique de 250 ohms, il y aurait intérêt à exécuter cette bobine en fil plus fin. On peut encore amortir le circuit en plaçant une résistance en parallèle sur la bobine, mais 50 000 ohms réduisent déjà l'effet de correction. Nous avons préféré laisser la bobine sans amortissement.

Une simplification peut être apportée dans la réalisation. Il est possible de supprimer les bobines de correction et de procéder à la correction au moyen de condensateurs placés en parallèle sur les résistances des circuits des cathodes, la correction s'opère alors par réduction du taux de contre-réaction quand la fréquence croît. La courbe de réponse est, dans ce cas, représentée en pointillé sur la figure III-53.

Les capacités sont : pour l'étage d'attaque, 1 000 μ F et 4 000 μ F pour l'étage de sortie.

AMPLIFICATEUR A SORTIE SYMETRIQUE POUR TUBES DE 70 ou 90 mm.

Cet amplificateur (fig. III-54) équipera tout oscillographe sérieux muni d'un tube à rayons cathodiques de 70 ou 90 mm de diamètre

dont au moins un jeu de plaques est totalement accessible, permettant de bénéficier des avantages de la déviation symétrique. Son équipement comprend 3 pentodes H.F. à forte pente EF50.

La consommation haute tension est seulement de 35 mA, le transformateur d'alimentation commun à la base de temps peut être d'un type classique 2×375 volts.

Une tension de sortie de 70 V_{eff} est obtenue, avec une distorsion de 6,4 % pour une tension à l'entrée de 64 mV. Le gain de l'ensemble est donc de 1 100, celui des étages de sortie est de 90.

Il sera intéressant de prévoir sur le côté de l'oscillographe, afin

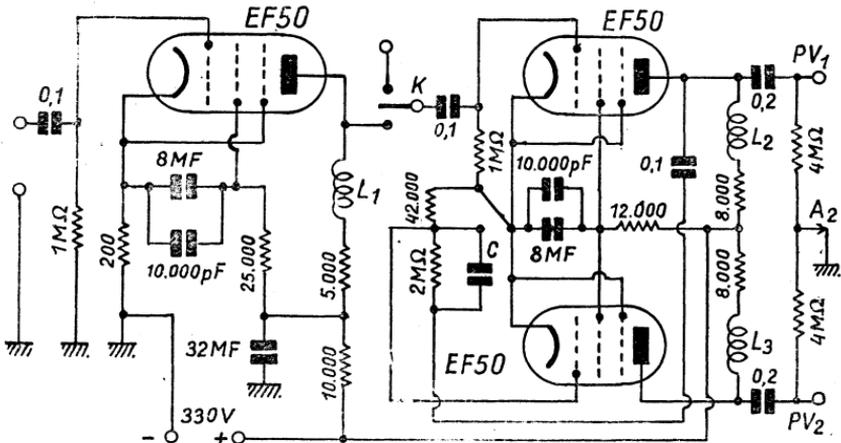


Figure III-54.

d'éviter toute capacité parasite nuisible, une douille et un commutateur K permettant d'appliquer la tension à examiner directement à l'étage de sortie. Le gain aux fréquences élevées est maintenu pratiquement constant jusqu'à 1,4 MHz.

L'emploi de tubes à faible débit plaque montés en push-pull permet l'utilisation de résistances de charge de modèle courant, et malgré une faible consommation, d'obtenir une tension de sortie suffisante avec un taux de distorsion très acceptable.

Les corrections pour les fréquences élevées ont été obtenues au moyen des bobines L_1 , L_2 et L_3 dont les valeurs sont respectivement 400, 890 et 890 microhenrys.

Le déphasage est réalisé en attaquant une des pentodes finales

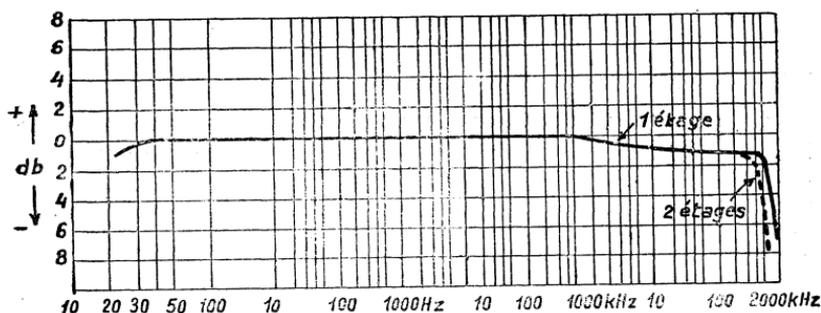


Figure III-55.

par un diviseur de tension alimenté par l'autre penthode finale. Ce diviseur de tension est compensé grâce à une capacité C placée en parallèle sur la résistance de $2\text{ M}\Omega$.

De grandes précautions doivent être prises lors du câblage du circuit de ce diviseur de tension. La capacité parasite aux bornes de la résistance de $2\text{ M}\Omega$ doit être réduite au minimum si l'on veut pouvoir établir une capacité de compensation C matériellement réalisable.

L'emploi de résistances du type aggloméré est à proscrire. Lors de la mise au point, à 1 MHz , avant l'adjonction de C , on doit trouver à la sortie une tension plus faible du côté du tube EF 50 attaqué par le diviseur de tension que de l'autre côté. Si le contraire se produit, c'est que la capacité parasite aux bornes de la résistance de $2\text{ M}\Omega$ est trop forte. S'il n'est pas possible d'arriver à un équilibre, on placera une capacité de $10\text{ }\mu\text{F}$ en parallèle sur la résistance de $2\text{ M}\Omega$. Dans notre réalisation, la capacité C a été confectionnée au moyen de deux fils de $10/10$, d'une longueur de 40 mm placés à quelques millimètres l'un de l'autre; l'ajustage se fait en écartant ou en rapprochant ces fils.

La capacité de sortie a été trouvée, pour chaque côté, égale à 28 pF ; la capacité en parallèle sur la résistance de charge de l'étage EF50 d'attaque est de 32 pF .

Les courbes de réponse pour 1 ou 2 étages sont représentées figure III-55.

Le déphasage mesuré aux fréquences basses, a donné : à 20 Hz , 3° ; à 40 Hz , 1° ; à 50 Hz , 0° .

La réponse aux signaux rectangulaires est satisfaisante à 20 Hz . On ne constate aucune tendance à l'oscillation quand des signaux rectangulaires d'une fréquence de 10 000 sont appliqués à l'entrée.

AMPLIFICATEUR POUR TUBES DE 70 ou 90 mm. SORTIE ASYMETRIQUE

Certains tubes à rayons cathodiques n'ont que deux plaques accessibles, les deux autres sont connectées à l'anode A_2 à l'intérieur du tube. L'amplificateur décrit dans la figure III-56 est particulièrement destiné à l'équipement d'oscillographes munis d'un de ces tubes. Son équipement comprend une penthode de 9 watts EBL1 dont la grille est sortie au sommet du bulbe, et deux penthodes EF9.

La consommation haute tension est de 45 mA. Le courant anodique du tube EBL1 est de 30 mA, celui de l'écran de 3,4 mA. La résistance de charge de 4 500 ohms est constituée par une résistance de

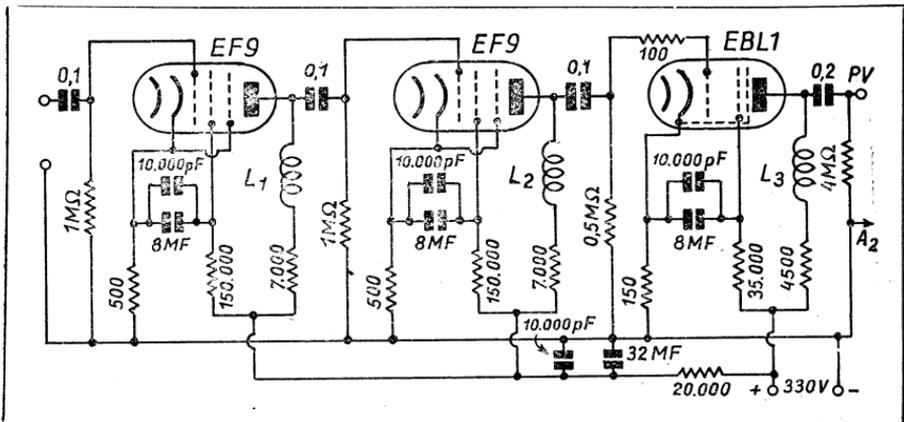


Figure III-56.

2 000 ohms-3 watts et une résistance de 2 500 ohms même type, la plus proche de l'anode étant disposée perpendiculairement au châssis.

Une tension de 80 volts efficaces est obtenue à la sortie, avec une distorsion de 3,8 %, pour une tension à l'entrée de 114 mV. Le gain est de 700. La tension d'alimentation est de 330 volts.

La correction pour les fréquences élevées a été obtenue au moyen de bobines L_1 , L_2 et L_3 dont les valeurs sont respectivement : 425, 750 et 430 microhenrys. La capacité de sortie est de 37 pF, celle qui a été relevée à la sortie de l'étage intermédiaire est de 31 pF et, à l'entrée de cet étage, 18 pF.

La courbe de réponse de cet amplificateur est donnée figure III-57.

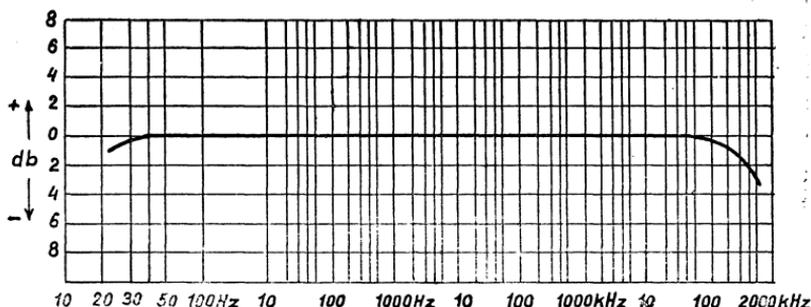


Figure III-57.

Le déphasage mesuré aux fréquences basses est : à 30 Hz : 6° , à 50 Hz : 3° , à 70 Hz : 0° .

La commande de gain peut être faite par modification de la pente du premier tube EF9. La modification à apporter au montage est représentée figure III-58.

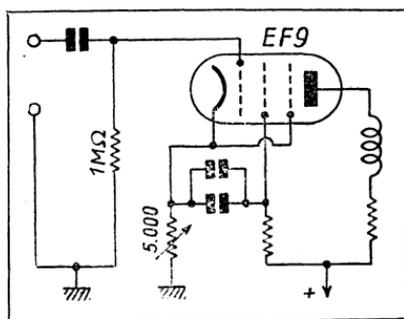


Figure III-58.

E	V_{eff}	D%
0,12	1,8	3,2
0,14	-2,15	3,5
0,20	-3,4	3,6
0,25	4	5,8
0,5	7,1	6,3
0,8	-9,2	13

Fig. III-59

Le tableau de la figure III-59 montre les valeurs de la polarisation et de la distorsion pour une tension de sortie constante de $80 V_{eff}$ et pour différentes tensions d'entrée E_0 . Une réduction de 5 fois peut être réalisée sans grande distorsion par le montage de la figure III-58. Il serait possible de travailler sur le second étage en même temps.

La disposition de cet amplificateur sera faite comme suit : le tube EBL1 couché, son anode à proximité de la plaque de déviation verticale du tube à rayons cathodiques ; la penthode EF9 de l'étage intermédiaire couchée également, son anode étant peu éloignée de la grille EBL1 et, enfin, le tube EF9 d'attaque posé verticalement, son anode au voisinage de la grille du tube intermédiaire.

AMPLIFICATEUR A SORTIE SYMETRIQUE POUR TUBE DE 70 A 160 MM.

L'amplificateur fig. III-60 dont nous allons maintenant donner la description, permet d'obtenir un oscillogramme exempt de distorsion harmonique, sur un écran de 160 mm de diamètre.

Pour 2.000 volts alimentation, la sensibilité du tube utilisé (DG-16) pour la paire de plaques arrière, est 0,32 mmV. Nous désirons obtenir un oscillogramme de 120 mm avec une distorsion inférieure à 10 % et un gain sans affaiblissement appréciable jusqu'à 2 MHz. Une tension de 140 volts efficaces est nécessaire entre plaques. Il faut des résistances de charge de valeurs réduites et des lampes de forte puissance, nous avons choisi des pentodes 4654 dont l'anode est sortie au sommet du bulbe. Avec deux de ces lampes, montées en push-pull, chargées par 1600 ohms, et 250 volts entre plaques et cathodes, soit 375 volts alimentation, il est possible d'obtenir la tension recherchée avec une distorsion de 7 %.

Le gain d'un étage est de 5,5. Une contre-réaction d'intensité est prévue. La capacité d'entrée de ces lampes est importante; en effet, nous avons mesuré une capacité de 46 pF sans contre-réaction et seulement de 40 pF avec la contre-réaction, lampe précédente et organes de couplage en place.

Les écrans sont découplés sur les cathodes par un condensateur électrolytique de 16 μ F shunté par une capacité à diélectrique mica de 0,01 μ F.

On remarque une capacité de 100 pF placée entre cathode et masse, son but est de supprimer les risques d'oscillations quand la bobine de correction est placée dans le circuit d'anode. Sa présence n'influence nullement l'effet de contre-réaction; en effet, à 2 MHz, l'impédance constituée par la résistance et la capacité placées entre cathode et masse, sera de 148 ohms au lieu de 150 ohms en l'absence de la capacité.

La tension relativement élevée nécessaire à l'attaque des grilles des 4654, nous a amenés à placer une résistance de charge assez importante dans l'anode des pentodes EF50. Il faut que les charges atteignent 2 500 ohms pour que le taux de distorsion que nous nous sommes imposé ne soit pas dépassé.

Vu la faible différence de potentiel qui existe entre l'anode et le

positif de l'alimentation, les écrans sont reliés directement à celui-ci; leur consommation est alors de 2,5 mA, valeur acceptable.

Le déphasage est obtenu en attaquant une des deux pentodes EF50 par un diviseur de tension composé d'une résistance de 2 M Ω et d'une résistance de 160.000 ohms. Ce diviseur de tension est établi à 1 000 Hz et il est ensuite compensé par l'adjonction en parallèle sur la résistance de 2 M Ω d'une capacité C de très faible valeur constituée simplement par deux fils de 10/10 de 40 mm de longueur situés à quelques millimètres l'un de l'autre.

La mise au point de l'amplificateur est faite d'abord sur une fréquence de quelques centaines de Hertz et, ensuite, on examine le fonctionnement aux fréquences basses et on mesure le déphasage.

Les corrections par bobines sont déterminées en commençant par l'étage de sortie (en travaillant sur la voie directe par la méthode indiquée) et en prenant comme indicateur de niveau le tube à rayons cathodiques lui-même, connecté tel qu'il le sera dans la réalisation. La même bobine est ensuite appliquée à la seconde lampe 4654. Il faut maintenant procéder à la correction de l'étage EF50 (voie directe). L'étage final étant corrigé, on peut là encore, se servir du tube à rayons cathodiques comme indicateur de niveau. On branchera une bobine de valeur semblable à celle trouvée lors de l'essai précédent, dans la plaque de la EF50 déphaseuse.

L'équilibre du diviseur de tension peut être alors assuré. Nous l'avons réalisé à 1,5 MHz en éloignant et rapprochant les deux fils jusqu'à l'obtention de l'égalité entre les tensions de sortie des deux lampes 4 654 (l'équilibre entre ces tensions étant correct à 1 000 Hz).

Pour profiter du gain maximum des tubes d'attaque et pour ne pas engendrer de rotation de phase par la présence de capacités sur des résistances de cathode, la polarisation est prise sur une résistance insérée dans le circuit d'alimentation haute tension. Une cellule de découplage par grille a été prévue. On remarque que la résistance de la cellule affectée à la lampe de déphasage est de 1 M Ω alors que celle des autres cellules est de 150 000 ohms.

La valeur de la tension de polarisation des tubes EF50 est de 2,4 volts, celles des pentodes 4 654 est de 11 volts; il faut appliquer 12,6 volts efficaces sur les grilles de ces tubes pour obtenir l'amplitude maximum. Le gain de chacun des étages de sortie est, nous l'avons vu, de 5,5. Pour obtenir ces 12,6 volts, une tension de 0,84 volt doit être appliquée aux grilles des deux EF50 qui attaquent les 4654; le gain de ces étages intermédiaires est de 15.

la cosse anode). Le câblage doit être très soigné, pour réduire les capacités parasites. Le déphasage mesuré entre 25 Hz et 100 Hz atteint une valeur maximum de 4° à 40 Hz.

Dans notre réalisation, les valeurs mesurées des diverses capacités sont : sortie attaque : 31 pF ; sorties EF50 intermédiaires : 40 pF ; sorties 4654 : 53 pF.

Les bobines de correction ont les valeurs suivantes :

$$L_1 = 40 \mu\text{H}; L_2 = L_3 = 125 \mu\text{H}; L_4 = L_5 = 70 \mu\text{H};$$

La courbe de réponse est représentée figure III-61.

CHAPITRE IV

Réalisations d'oscillographes

OSCILLOGRAPHE TYPE « SERVICE »

L'oscillographe décrit dans ce paragraphe est très fidèle aux fréquences basses, mais le gain aux fréquences élevées tombe assez rapidement (figure III-53).

La base de temps assure un balayage linéaire grâce à l'emploi d'une penthode série; la plage couverte s'étend de 1 à 130 000 hertz environ.

Le dispositif d'alimentation du tube DG7-2 est classique; le cadrage est obtenu par les potentiomètres P_3 et P_4 connectés entre deux points situés à des potentiels différents, l'un à -135 volts, l'autre à $+135$ volts par rapport à A_2 et aux plaques de déviations placées à un potentiel continu fixe (fig. IV-1).

La borne W permet d'appliquer une tension périodique au Wehnelt pour obtenir une modulation du faisceau lumineux. L'électrode doit être reliée à la borne par une capacité à haut isolement et de très bonne qualité, tension de service 2 000 volts par exemple, ou, à la rigueur, par deux capacités en série; ne pas oublier que le $+800$ V est à la masse et la cathode à -800 V et que le Wehnelt doit toujours être négatif par rapport à la cathode!

Les potentiomètres P_1 et P_2 servent respectivement à l'ajustage de la concentration et à celui de la luminosité. Deux barrettes B_1 et B_2 disposées, comme la borne W , à l'arrière ou au-dessus de l'appareil, à proximité du culot du tube DG7-2, permettent d'effectuer des mesures aux fréquences élevées en déconnectant les plaques de déviation de l'amplificateur et de la base de temps.

Deux commutateurs K_1 et K_2 ou deux cavaliers, permettent de relier les plaques de déviation aux bornes E et G . Les liaisons longues seront faites au moyen de câble blindé à très faible capacité constitué par exemple par un fil de 0,3 mm tendu dans l'axe d'un tube de laiton

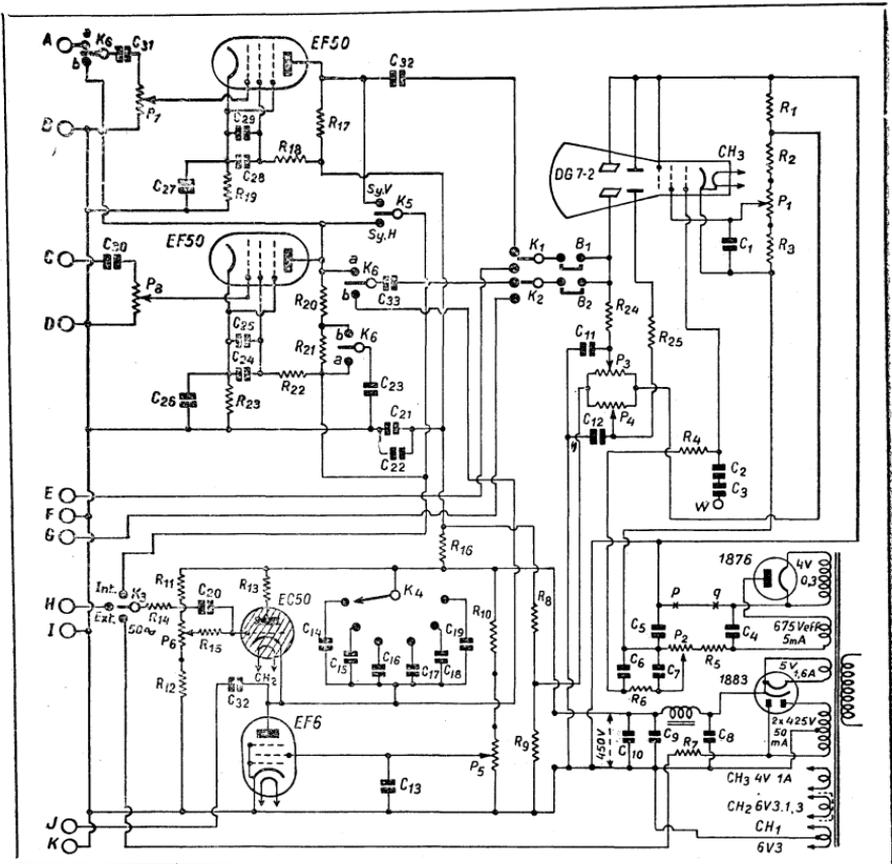


Figure IV-1.

de 8 à 10 mm de diamètre. Le fil est maintenu aux deux extrémités par deux disques en bakélite emmanchés à force dans le tube et par deux gouttes de soudure posées sur le fil bien tendu (fig. IV-2).

Au moyen d'un commutateur K_5 , il est possible de synchroniser la base de temps soit sur la tension développée aux bornes de l'amplificateur, soit, par la borne H, sur une source extérieure, soit, enfin, sur 50 Hz en empruntant une fraction de la tension du secondaire du transformateur d'alimentation.

Le potentiomètre P_6 permet de régler l'amplitude et P_5 la fréquence exacte du balayage. Le commutateur K_4 sert à la sélection de la bande de fréquence de travail.

La synchronisation peut en outre être prise sur l'amplificateur vertical ou sur l'amplificateur horizontal, au moyen du commutateur K_5 .

Un commutateur K_6 à trois secteurs et deux positions est utilisé pour passer de la position b où les deux amplificateurs sont en cascade, à la position a où ils se trouvent connectés pour être utilisés, l'un comme amplificateur horizontal, l'autre comme amplificateur vertical, aux bornes AB et CD . Dans le cas de l'emploi en cascade, le potentiomètre P_7 devra être placé à sa valeur maximum.

Une tension en dents de scie peut être prélevée en J pour l'utilisation de certains vobulateurs. La correction de l'amplificateur est réalisée par capacités sur les résistances de cathode selon le procédé indiqué au chapitre traitant des amplificateurs.

Des précautions générales seront prises pour la réalisation. Le transformateur placé très à l'arrière de l'appareil, le tube à rayons cathodiques protégé par un blindage en mumétal. On emploiera des commutateurs à axes longs (particulièrement pour K_4) afin que les éléments de contact se trouvent à proximité des circuits à commuter.

Une simplification peut être apportée à cet oscillographe, du côté alimentation. Le transformateur devant être exécuté à la demande, ce qu'il n'est pas toujours possible d'obtenir, alors, nous conseillons au lecteur de réaliser l'alimentation avec deux transformateurs standards; l'un donnant 2 fois 300 volts (type pour récepteurs de radio-diffusion avec haut-parleur à aimant permanent), l'autre d'un type classique 2×350 V (pour récepteur équipé d'un haut-parleur à bobine d'excitation). Le premier fournira 600 volts efficaces, suffisants pour l'alimentation du DG7-2; quelques spires seront retirées des enroulements de chauffage (proportion 4/6,3), le tube à rayons cathodiques et la valve 1876 étant chauffés sous 4 volts seulement. Le second transformateur servira à alimenter l'amplificateur et la base de temps. Celle-ci, du type « linéaire et symétrique » (décrit au chapitre des bases de temps), peut

assurer un balayage suffisant avec seulement 330 volts de haute tension. Elle sera connectée sur les plaques arrière du tube et l'amplificateur sur la plaque avant; l'ordre des deux étages EF50 devra être évidemment inversé si l'on désire

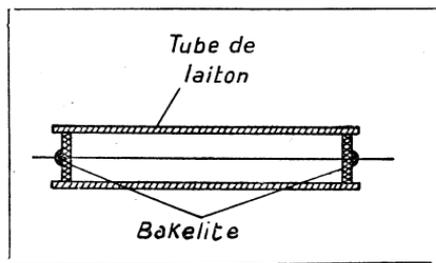


Figure IV-2.

obtenir des amplitudes de déviation égales dans le cas de fonctionnement avec amplificateur vertical et amplificateur horizontal.

Les oscillogrammes obtenus seront forcément d'une dimension moindre pour une distorsion acceptable, on pourra en augmenter l'amplitude en réduisant la tension d'alimentation du tube à rayons cathodiques par insertion d'une résistance de 100 à 200 000 ohms entre C_4 et C_5 .

Une disposition des éléments est proposée figure IV-3. Les éléments sont sur un châssis dont la platine se trouve au-dessus de P_7 , K_6 , etc... Il est préférable de voir grand, de ne pas chercher à réaliser

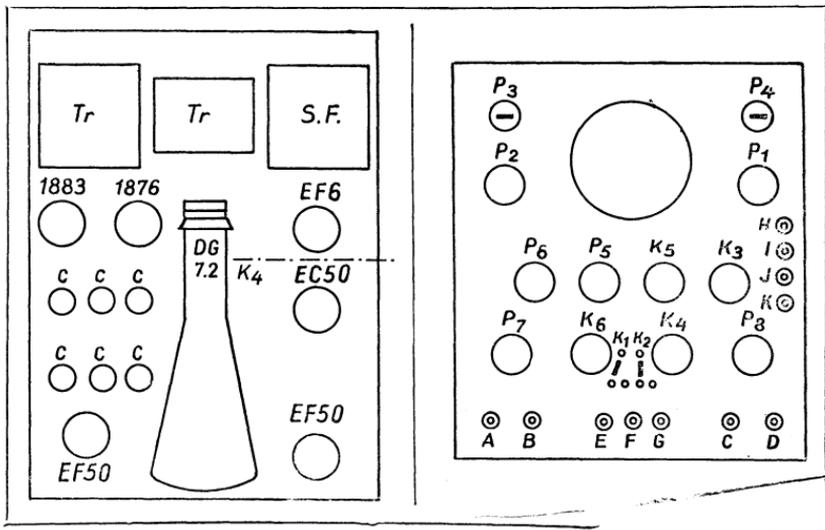


Figure IV-3.

un appareil de petit volume. Toutes autres dispositions peuvent être adoptées pourvu que l'on cherche à éviter le rayonnement du transformateur sur le tube, que l'on fasse des connexions courtes, un montage aéré avec capacités parasites réduites et que l'on évite les couplages entrée-sortie dans l'amplificateur ainsi que les fils blindés classiques. Il faut, avant de passer à la réalisation définitive bien étudier sur plans la disposition, l'orientation à donner au transformateur en confectionnant un dispositif d'alimentation provisoire. Sacrifier peut-être un peu la symétrie au profit d'une disposition électrique rationnelle.

Ne pas oublier que la capacité des connexions CH2 d'alimentation

du tube EC50 est en parallèle, donc augmente la valeur des capacités C_{19} , C_{18} , etc.; il faudra donc l'écarter du châssis.

Les valeurs des éléments entrant dans la constitution de l'oscillographe sont indiquées dans le tableau de la figure IV-4.

VALEUR DES ÉLÉMENTS DANS LA CONSTITUTION DE L'OSCILLOGRAPHE « SERVICE » AVEC TUBE D G 7.2

RESISTANCES	CONDENSATEURS	POTENTIOMÈTRES
$R_1 = 250\ 000\ \Omega$;	$C_1 = 0,25\ \mu\text{F}$;	$P_1 = 100\ 000\ \Omega$
$R_2 = 200\ 000\ \Omega$;	$C_2 = 0,1\ \mu\text{F}$; (1)	$P_2 = 20\ 000\ \Omega$
$R_3 = 50\ 000\ \Omega$;	$C_3 = 0,1\ \mu\text{F}$; (1)	$P_3 = 500\ 000\ \Omega$
$R_4 = 100\ 000\ \Omega$;	$C_4 = 0,5\ \mu\text{F}$; (1)	$P_4 = 500\ 000\ \Omega$
$R_5 = 30\ 000\ \Omega$;	$C_5 = 0,5\ \mu\text{F}$; (1)	$P_5 = 500\ 000\ \Omega$
$R_6 = 500\ 000\ \Omega$;	$C_6 = 0,5\ \mu\text{F}$;	$P_6 = 500\ 000\ \Omega$
$R_7 = 5\ \text{M}\Omega$;	$C_7 = 0,5\ \mu\text{F}$;	$P_7 = 500\ 000\ \Omega$
$R_8 = 150\ 000\ \Omega$;	$C_8 = 16\ \mu\text{F}$;	$P_8 = 500\ 000\ \Omega$
$R_9 = 125\ 000\ \Omega$;	$C_9 = 16\ \mu\text{F}$;	
$R_{10} = 125\ 000\ \Omega$;	$C_{10} = 0,1\ \mu\text{F}$;	
$R_{11} = 100\ 000\ \Omega$;	$C_{11} = 0,25\ \mu\text{F}$;	(1) service 2 000 V ;
$R_{12} = 200\ 000\ \Omega$;	$C_{12} = 0,25\ \mu\text{F}$;	
$R_{13} = 400\ \Omega$;	$C_{13} = 0,5\ \mu\text{F}$;	
$R_{14} = 500\ 000\ \Omega$;	$C_{14} = 3,5\ \mu\text{F}$;	
$R_{15} = 100\ 000\ \Omega$;	$C_{15} = 0,4\ \mu\text{F}$;	
$R_{16} = 3\ 200\ \Omega$;	$C_{16} = 0,05\ \mu\text{F}$;	
$R_{17} = 28\ 500\ \Omega$;	$C_{17} = 5\ 500\ \text{pF}$;	$C_{26} = 1\ 000\ \text{pF}$;
$R_{18} = 85\ 000\ \Omega$;	$C_{18} = 700\ \text{pF}$;	$C_{27} = 4\ 000\ \text{pF}$;
$R_{19} = 270\ \Omega$;	$C_{19} = 220\ \text{pF}$;	$C_{28} = 8\ \mu\text{F}$;
$R_{20} = 10\ 000\ \Omega$;	$C_{20} = 5\ 000\ \text{pF}$;	$C_{29} = 0,1\ \mu\text{F}$;
$R_{21} = 30\ 000\ \Omega$;	$C_{21} = 32\ \mu\text{F}$;	$C_{30} = 0,2\ \mu\text{F}$;
$R_{22} = 120\ 000\ \Omega$;	$C_{22} = 0,1\ \mu\text{F}$;	$C_{31} = 0,2\ \mu\text{F}$;
$R_{23} = 270\ \Omega$;	$C_{23} = 32\ \mu\text{F}$;	$C_{32} = 0,2\ \mu\text{F}$;
$R_{24} = 4\ \text{M}\Omega$;	$C_{24} = 8\ \mu\text{F}$;	$C_{33} = 0,2\ \mu\text{F}$;
$R_{25} = 4\ \text{M}\Omega$;	$C_{25} = 0,1\ \mu\text{F}$;	$C_{34} = 0,1\ \mu\text{F}$;

Figure IV-4.

OSCILLOGRAPHÉ « TYPE NORMAL »

L'oscillographe que nous allons décrire maintenant possède quelques perfectionnements par rapport au type « Service ». Le tube à rayons cathodiques a un diamètre de 90 mm. On utilise l'amplificateur symétrique à 3 tubes EF50 décrit précédemment qui assure une amplification linéaire de 30 Hz à 1 MHz avec un gain de 1 000.

Le chauffage de la triode à gaz EC50 est assuré par un transformateur spécial à faible capacité entre secondaire et masses, ce qui permet de gagner quelques dizaines de kHz en fréquence pour la base de temps. Un étage amplificateur de gain 90 est prévu pour la déviation horizontale; il est constitué par la penthode de la base de temps qu'on libère de cette fonction par commutation. Cet étage amplificateur permet de faire des observations sur des tensions de fréquences relativement basses; pour obtenir une trace d'amplitude suffisante (75 V avec 5 % de distorsion) avec une EF6, il nous a fallu employer une charge élevée pour l'anode de ce tube. Mais le déphasage est pratiquement le même que celui de l'amplificateur vertical, on pourra donc faire des mesures de rotation de phase avec amplification horizontale et verticale (fig. IV-5).

Le potentiomètre P_7 assure le dosage de l'amplitude de la tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur horizontal. Un commutateur K_1 permet de relier ce potentiomètre soit à une borne J placée sur le panneau de l'appareil, pour application d'une tension issue d'une source extérieure, soit à une tension de fréquence 50 Hz prise sur le chauffage, soit, encore, à une tension de fréquence 100 Hz prise à l'entrée du filtre du système d'alimentation. Ces deux dernières positions serviront respectivement pour l'examen en simple trace, puis en double trace, à l'aide d'un « wobulateur ».

Différents commutateurs permettent de réaliser les mêmes combinaisons que dans l'oscillographe de service décrit précédemment. Les commutateurs indiqués par la lettre K affectée d'un même indice sont montés sur un axe commun.

Le dispositif d'entrée de cet oscillographe est étudié pour éviter la distorsion de la tension à examiner quand elle est de fréquence élevée, ou riche en harmoniques. Un atténuateur décimal à prises commandé par le commutateur K_7 permet une réduction de 10, 100, 1 000 fois de la tension d'entrée. Le potentiomètre P_9 assure par contre-réaction d'intensité, une atténuation progressive supérieure à 10.

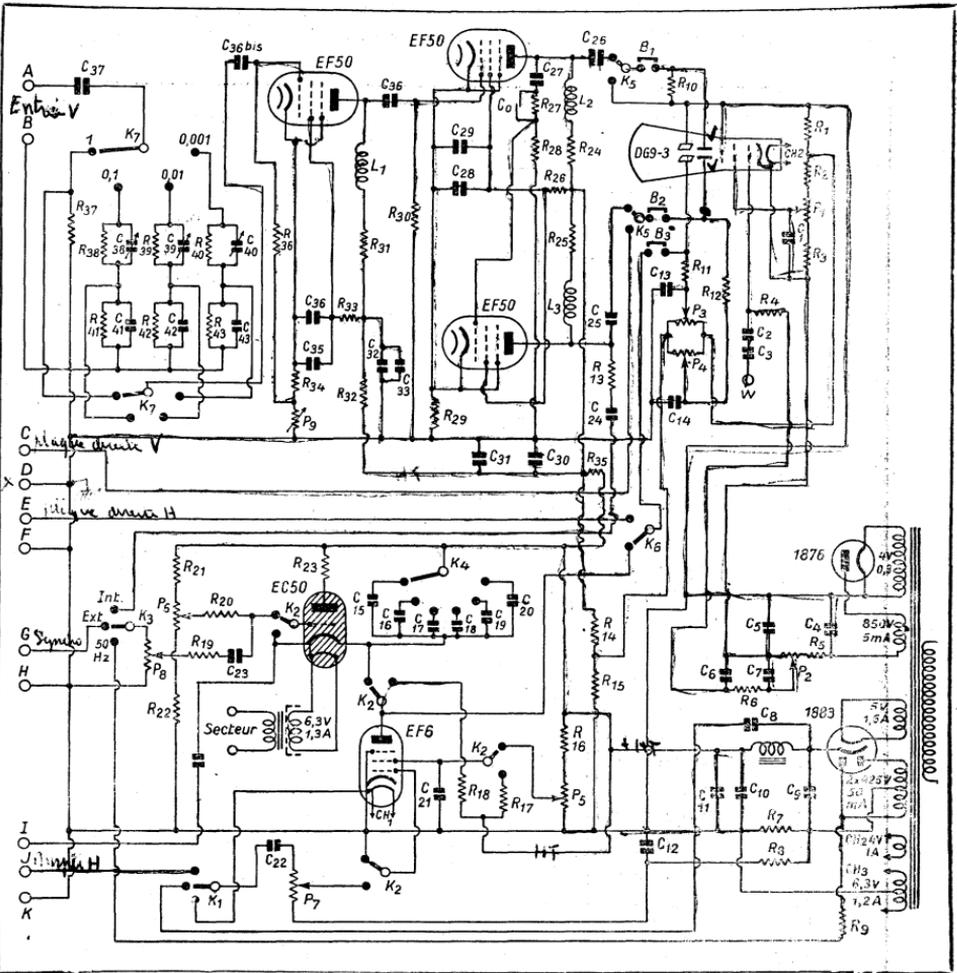


Figure IV-5.

(La grille 3 de la 1^{re} EF50 doit être reliée à la cathode.)

Il est évidemment possible de monter cet appareil en y apportant soit des simplifications : potentiomètre simple à l'entrée, transformateur classique, tube d'un diamètre plus réduit, soit des perfectionnements, amplificateur plus poussé, attaque sur dernier étage avec contre-réaction variable sur les tubes de cet étage, etc... Les principes donnés au sujet de la réalisation de l'appareil précédent sont à observer ici. Les valeurs des éléments entrant dans la constitution de cet oscillographe sont indiquée dans la figure IV-6.

**VALEUR DES ÉLÉMENTS
ENTRANT DANS LA CONSTITUTION DE
L'OSCILLOGRAPHE NORMAL AVEC TUBE DE 90 mm**

RÉISTANCES	CONDENSATEURS	POTENT.OMÈTRES
$R_1 = 500\ 000\ \Omega$;	$C_1 = 0,25\ \mu\text{F}$;	$P_1 = 200\ 000\ \Omega$
$R_2 = 270\ 000\ \Omega$;	$C_2 = 0,1\ \mu\text{F}$; (1)	$P_2 = 20\ 000\ \Omega$;
$R_3 = 50\ 000\ \Omega$;	$C_3 = 0,1\ \mu\text{F}$; (1)	$P_3 = 500\ 000\ \Omega$;
$R_4 = 100\ 000\ \Omega$;	$C_4 = 0,5\ \mu\text{F}$; (1)	$P_4 = 500\ 000\ \Omega$;
$R_5 = 30\ 000\ \Omega$;	$C_5 = 0,5\ \mu\text{F}$; (1)	$P_5 = 500\ 000\ \Omega$;
$R_6 = 500\ 000\ \Omega$;	$C_6 = 0,5\ \mu\text{F}$;	$P_6 = 500\ 000\ \Omega$;
$R_7 = 50\ \Omega$;	$C_7 = 0,5\ \mu\text{F}$;	$P_7 = 1\ 000\ 000\ \Omega$;
$R_8 = 500\ 000\ \Omega$;	$C_8 = 0,1\ \mu\text{F}$;	$P_8 = 500\ 000\ \Omega$;
$R_9 = 5\ \text{M}\Omega$;	$C_9 = 16\ \mu\text{F}$;	$P_9 = 4\ 000\ \Omega$;
$R_{10} = 4\ \text{M}\Omega$;	$C_{10} = 16\ \mu\text{F}$;	
$R_{11} = 4\ \text{M}\Omega$;	$C_{11} = 0,1\ \mu\text{F}$;	
$R_{12} = 4\ \text{M}\Omega$;	$C_{12} = 25\ \mu\text{F}$;	
$R_{13} = 100\ 000\ \Omega$;	$C_{13} = 0,25\ \mu\text{F}$;	
$R_{14} = 100\ 000\ \Omega$;	$C_{14} = 0,25\ \mu\text{F}$;	
$R_{15} = 125\ 000\ \Omega$;	$C_{15} = 3,5\ \mu\text{F}$;	
$R_{16} = 125\ 000\ \Omega$;	$C_{16} = 0,4\ \mu\text{F}$;	
$R_{17} = 300\ 000\ \Omega$;	$C_{17} = 0,05\ \mu\text{F}$;	
$R_{18} = 75\ 000\ \Omega$;	$C_{18} = 5\ 500\ \text{pF}$;	
$R_{19} = 500\ 000\ \Omega$;	$C_{19} = 700\ \text{pF}$;	
$R_{20} = 100\ 000\ \Omega$;	$C_{20} = 220\ \text{pF}$;	
$R_{21} = 100\ 000\ \Omega$;	$C_{21} = 8\ \mu\text{F}$;	
$R_{22} = 200\ 000\ \Omega$;	$C_{22} = 0,1\ \mu\text{F}$;	
$R_{23} = 400\ \Omega$;	$C_{23} = 5\ 000\ \text{pF}$;	
$R_{24} = 8\ 000\ \Omega$;	$C_{24} = 10\ 000\ \text{pF}$;	
$R_{25} = 8\ 000\ \Omega$;	$C_{25} = 0,1\ \mu\text{F}$;	
$R_{26} = 12\ 000\ \Omega$;	$C_{26} = 0,1\ \mu\text{F}$;	
$R_{27} = 2\ \text{M}\Omega$;	$C_{27} = 0,1\ \mu\text{F}$;	
$R_{28} = 42\ 000\ \Omega$;	$C_{28} = 8\ \mu\text{F}$;	
$R_{29} = 100\ \Omega$;	$C_{29} = 0,1\ \mu\text{F}$;	
$R_{30} = 1\ \text{M}\Omega$;	$C_{30} = 32\ \mu\text{F}$;	
$R_{31} = 5\ 000\ \Omega$;	$C_{31} = 0,1\ \mu\text{F}$;	
$R_{32} = 10\ 000\ \Omega$;	$C_{32} = 32\ \mu\text{F}$;	
$R_{33} = 25\ 000\ \Omega$;	$C_{33} = 0,1\ \mu\text{F}$;	
$R_{34} = 200\ \Omega$;	$C_{34} = 0,1\ \mu\text{F}$;	
$R_{35} = 3\ 000\ \Omega$;	$C_{35} = 8\ \mu\text{F}$;	
$R_{36} = 1\ \text{M}\Omega$;	$C_{36} = 0,1\ \mu\text{F}$;	
$R_{37} = 0,5\ \text{M}\Omega$;	$C_{37} = 0,25\ \mu\text{F}$;	
$R_{38} = 0,45\ \text{M}\Omega$;	$C_{38} = \text{C.V. } 20\ \text{pF}$;	
$R_{39} = 0,5\ \text{M}\Omega$;	$C_{39} = \text{C.V. } 20\ \text{pF}$;	
$R_{40} = 0,5\ \text{M}\Omega$;	$C_{40} = \text{C.V. } 20\ \text{pF}$;	
$R_{41} = 50\ 000\ \Omega$;	$C_{41} = 100\ \text{pF}$;	
$R_{42} = 5\ 000\ \Omega$;	$C_{42} = 1\ 000\ \text{pF}$;	
$R_{43} = 500\ \Omega$;	$C_{43} = 10\ 000\ \text{pF}$;	

BOBINAGES

$L_1 = 400\ \mu\text{H}$
 $L_2 = 890\ \mu\text{H}$
 $L_3 = 890\ \mu\text{H}$

(1) service 1 000 V

Figure IV-6.

OSCILLOGRAPHE A LIAISON DIRECTE

Pour l'étude de fréquences très basses, il est utile de posséder un oscillographe conçu pour cet usage.

Les éléments de liaison de l'amplificateur doivent avoir une constante de temps R.C très grande, les capacités être énormes et, malgré tout, une limite inférieure en fréquence est toujours atteinte. Il est

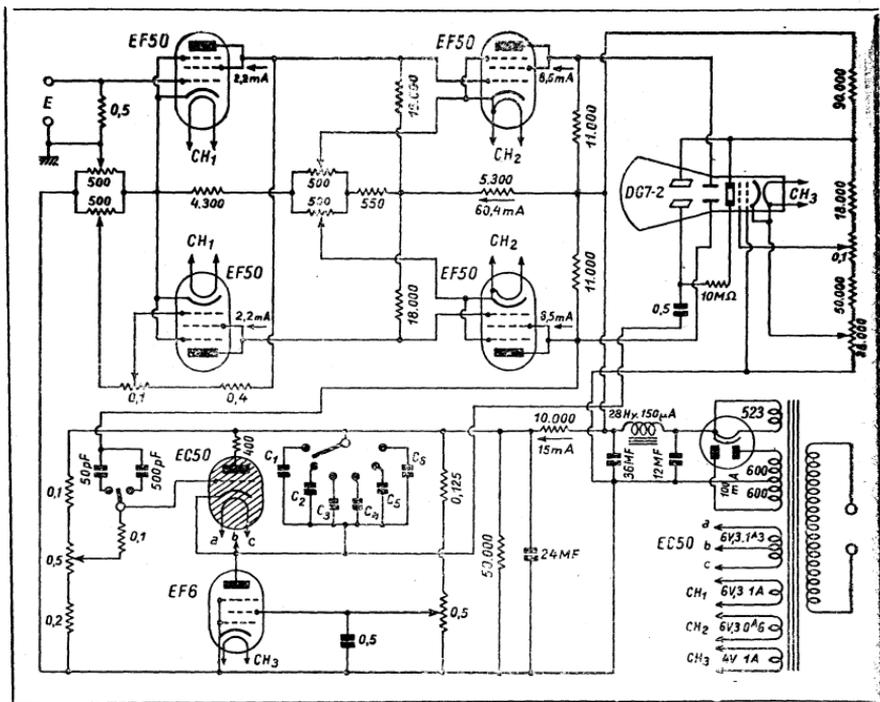


Figure IV-7.

des variations lentes qui ne peuvent pratiquement pas être transmises par une liaison à résistance-capacité. L'examen de l'oscillogramme de telles variations sur un appareil ordinaire laisse un doute à l'observateur.

Dans la réalisation décrite ci-dessous (fig. IV-7), tout élément réactif de liaison est supprimé, depuis la douille d'entrée de l'amplificateur jusqu'à la plaque de déviation du tube à rayons cathodiques. Une seule source d'alimentation sert à l'ensemble. Il faut 600 volts

et 80 mA. Le tube DG7-2 ne fonctionne, dans ce montage, que sous 500 volts, tension très suffisante pour permettre un examen en plein jour.

La figure IV-8 nous montre le principe de la liaison. La plaque PV_1 est reliée directement à une anode EF50. Il ne peut être question de connecter A_2 et le retour des autres plaques au + 600 V, car une chute de tension de 93 volts environ, se produit dans la résistance de charge du tube EF50. Il faut reporter l'anode A_2 et les

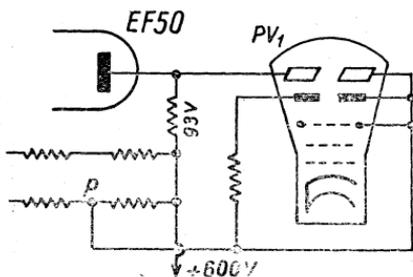


Figure IV-8.

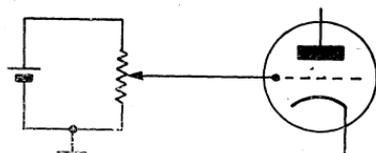


Figure IV-9.

retours des plaques de déviation horizontale au point p situé sur le diviseur de tension propre au tube DG7-2, point dont le potentiel est fixé à $600 - 93 = 507$ volts.

En dehors de cette particularité, le dispositif d'alimentation du DG7-2 est classique. On reconnaît les potentiomètres qui permettent les réglages « lumière » et « concentration ».

La base de temps est équipée d'une triode à gaz EC50 et d'une penthode EF6 servant de résistance pour la charge du condensateur. La fréquence la plus basse des oscillations de relaxation est de 1 période par seconde. Pour des usages particuliers où une périodicité plus faible est nécessaire, on placera, en parallèle sur la première capacité, un condensateur complémentaire.

L'amplificateur est l'organe original de cet oscillographe. Il est équipé de 4 tubes EF50.

Les écrans sont réunis aux anodes, ces tubes étant utilisés en triodes. L'élimination de capacités de découplage a été recherchée dans cet amplificateur de façon à éviter toutes causes de déphasage aux fréquences basses.

Les écrans doivent être alimentés à 250 volts et la chute de tension

dans la résistance de charge des derniers tubes EF50 est d'environ 100 volts. Comme cet appareil est principalement destiné à l'étude des courants à fréquence basse, peu nous importe que la capacité d'entrée des lampes soit un peu élevée.

La résistance totale du pont diviseur de tension est de 10.650 ohms, sa consommation est de 56 mA. Il faut que la consommation soit forte vis-à-vis de celle des lampes.

La polarisation des tubes est assurée par le retour en un point de potentiel choisi, des cathodes par rapport aux grilles; les retours se font sur des potentiomètres dans le but d'assurer, d'abord une mise au point facile, puis une possibilité de réglage des polarisations en cas de changement de lampe.

Nous avons indiqué les courants dans chaque circuit afin d'éliminer toute cause d'erreur due à la consommation des voltmètres.

Le déphasage est obtenu en appliquant à un tube EF50 une fraction de la tension développée aux bornes de la résistance de charge du tube d'attaque. Là aussi, un potentiomètre (0,1 M Ω) est prévu, pour le cas d'un changement de lampe. L'équilibre est facile à réaliser.

Il faut d'abord s'efforcer d'obtenir des gains identiques pour les deux premiers tubes, avec des débits égaux, de façon à avoir des chutes de tension égales dans les résistances de charge.

On effectue la mise au point avec un milliampèremètre dans chaque plaque, en prenant soin de réaliser des connexions courtes, en découplant au besoin les liaisons aux appareils de mesure, pour éviter les accrochages par réaction entre connexions provisoires.

Le contrôle de l'identité des gains peut être réalisé à l'aide d'une tension sinusoïdale et d'un voltmètre thermoïonique. Il est encore possible d'opérer en courant continu en connectant aux bornes d'entrée un diviseur de tension alimenté par une pile; la variation de tension sera réalisée par le déplacement d'une prise sur le diviseur (potentiomètre ou diviseur à plots) comme le montre la figure IV-9.

Ce travail est assez délicat, car une manœuvre du potentiomètre de 0,1 M Ω modifiant la polarisation, il faut retoucher celui de 400 ohms; mais après trois ou quatre retouches, le réglage est fait.

Nous passons ensuite au réglage des polarisations des tubes de sortie par le même procédé avec deux milliampèremètres ou, plus simplement, en observant la position du tracé horizontal produit par la base de temps qu'on cherchera à amener au niveau qui aura été repéré alors que les deux plaques verticales sont reliées à A₂, le spot au repos n'occupant pas toujours le centre de l'écran.

Une vérification de l'ensemble sera faite à l'aide de la pile et du diviseur de tension.

Les charges ont été calibrées pour permettre l'obtention d'un oscillogramme d'une tension sinusoïdale d'une amplitude de 65 mm sur l'écran du tube DG7-2 alimenté dans les conditions énoncées.

Une tension de $0,1 V_{eff}$ à l'entrée, donne, à la sortie, 74 volts; le gain est donc de 740.

Toutes les précautions habituelles seront prises en ce qui concerne

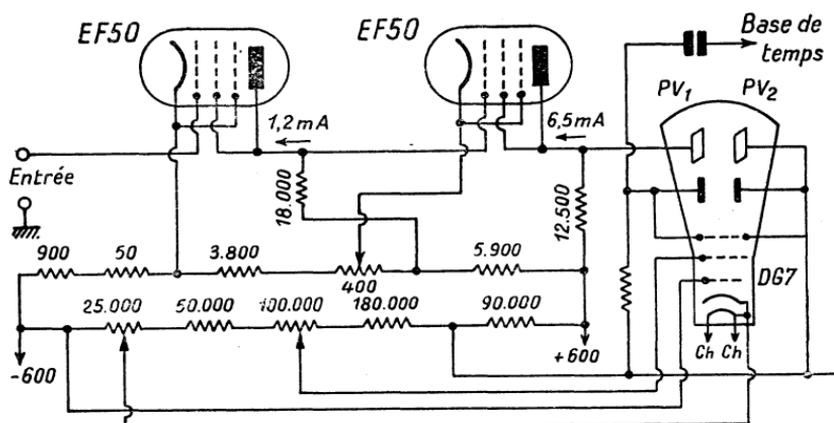


Figure IV-10.

la disposition des organes : blindage du tube DG7-2 par un écran en mu-métal, transformateur éloigné de ce tube, etc...

Une alimentation stabilisée peut être employée, mais si la tension du réseau d'alimentation est assez constante, cette précaution est inutile. On peut encore prévoir un rhéostat dans le primaire du transformateur calculé par exemple pour 95 volts. Un voltmètre servira au contrôle. Il peut être d'un type bon marché, connecté sur la tension de chauffage.

AMPLIFICATEUR A LIAISON DIRECTE $2 \times EF50$

Cet amplificateur est plus simple que celui qui équipe l'ensemble décrit précédemment. Il repose sur le même principe, le schéma en est donné figure IV-10.

Le réglage s'effectue de la manière suivante : on règle les deux potentiomètres de façon à obtenir le tracé produit par la base de

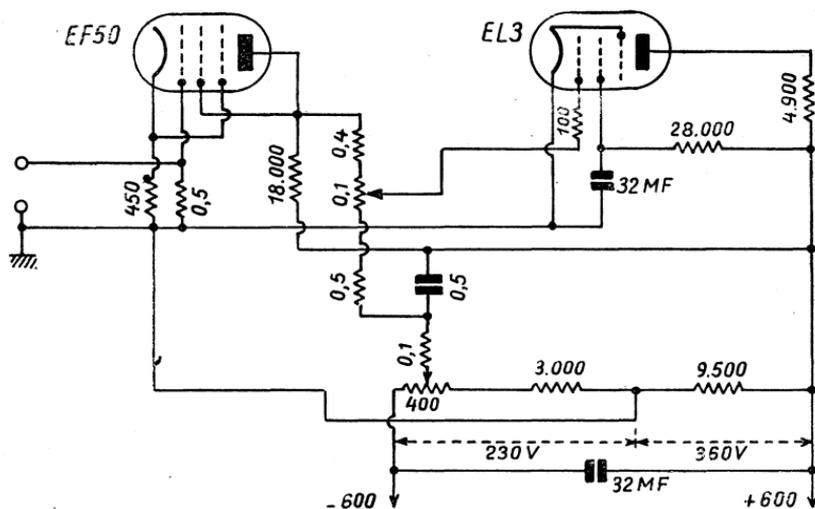


Figure IV-11.

temps au niveau où est le spot quand les 4 plaques sont reliées à A_2 . A ce moment la tension de polarisation du premier tube est de 2,8 volts et celle du second de 2,5 volts.

La tension maximum qu'il est possible d'appliquer à l'entrée est 0,3 volt, elle donne pour une tension sinusoïdale, une amplitude de 33 mm sur le tube DG7. Le gain est de 240.

AMPLIFICATEUR A LIAISON DIRECTE EF50 + EL3

Ce modèle diffère légèrement des précédents. La grille du tube EL3N est reliée à l'anode du tube d'attaque par un diviseur de tension connecté entre cette anode et un point porté à un potentiel négatif suffisant pour que la polarisation du tube EL3N soit correcte (fig. IV-11).

Le pont diviseur de tension est monté de façon telle que l'anode EL3N se trouve à un potentiel de $360 - 150 = 210$ volts par rapport à sa cathode. La résistance de charge du tube EF50 est calibrée pour que la tension sur l'écran et l'anode de ce tube soit de 250 volts.

La tension maximum qu'il est possible d'appliquer à l'entrée est de 180 mV, la tension de sortie étant alors de 90 V_{eff}. Le gain obtenu est de 500.

CHAPITRE V

Dispositifs auxiliaires

LES ATTENUATEURS D'ENTREE

Les tensions à examiner à l'aide d'un oscillographe peuvent être d'amplitudes telles que la première lampe de l'amplificateur soit saturée.

Dans certains cas, le genre d'observation à faire laisse la possibilité à l'opérateur de réduire l'amplitude de la tension dont il désire observer la forme, mesurer la fréquence ou le décalage de phase; mais quand il s'agit d'observer la déformation à la sortie d'un étage amplificateur par exemple, il n'est pas possible de faire autrement que de pousser à la valeur voulue la tension de sortie et de réduire la tension d'attaque appliquée à l'entrée de l'amplificateur de mesure. L'organe utilisé d'habitude pour opérer cette réduction est le potentiomètre.

Examinons comment se comporte le potentiomètre représenté figure V-1 où $E_s = E_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} = E_o \times n$.

Une capacité parasite se trouve placée en parallèle sur la portion R_2 de la résistance totale; elle est constituée par la capacité par rapport à la masse, des pièces métalliques du potentiomètre, la capacité du câblage et la capacité d'entrée de la première lampe de l'amplificateur.

Au fur et à mesure que la fréquence augmente, l'action de C prend de l'importance, l'impédance de l'élément $C-R_2$ diminue, alors

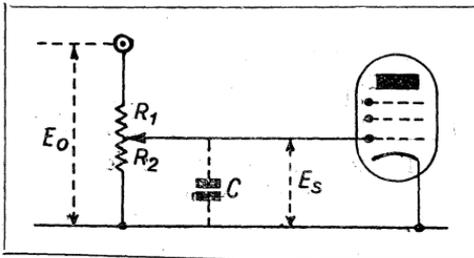


Figure V-1.

que celle de R_1 demeure constante (si l'on admet qu'aucune capacité n'existe aux bornes de R_1). Le rapport n n'est pas constant avec la fréquence.

A titre d'exemple, indiquons le relevé effectué sur un diviseur de tension dans

lequel $R_1 + R_2 = 500\,000$ ohms et $n = 1/10$. La tension E_0 a été maintenue à une valeur constante et le relevé fait à fréquence variable.

F	E_s
1.000 Hz	15
20.000 »	15
50.000 »	15
100.000 »	14
170.000 »	13,5
280.000 »	10,5
500.000 »	7
620.000 »	6
1 MHz	3

Le tableau ci-contre montre qu'il est inutile de réaliser un amplificateur exempt de distorsion linéaire jusqu'à 1 MHz, si le potentiomètre qui permet de doser la tension d'entrée produit cet effet.

L'influence de C se fait d'autant plus sentir que la valeur du potentiomètre est élevée; c'est pour cette raison que certains oscillographes sont équipés de potentiomètres dont la valeur est seulement de 10 à 20 000 ohms. La linéarité de ce système atténuateur est alors pratiquement satisfaisante, mais un inconvénient important se présente alors: la résistance d'entrée

de l'amplificateur étant très faible, des observations exactes ne peuvent être faites que sur des charges de valeur elles-mêmes très réduites.

Une solution peut être adoptée, elle consiste à laisser l'entrée de l'amplificateur sans atténuateur et à placer, selon les emplois, un potentiomètre de valeur optimum, choisie en fonction de la charge aux bornes de laquelle la tension dont l'oscillogramme doit être observé est prise, et, aussi, en fonction de la fréquence de travail. On pourra disposer d'un jeu de potentiomètres montés dans des boîtiers métalliques munis de broches écartées d'une distance égale à celle qui sépare les deux douilles d'entrée de l'amplificateur.

Une autre méthode consiste, dans le cas où l'impédance à charger par le potentiomètre est élevée, à placer entre cette impédance Z et l'entrée de l'amplificateur, une résistance de valeur élevée R, le potentiomètre P de l'appareil étant de valeur relativement basse (fig. V-2).

Ces solutions n'apportent pas de remède à l'affaiblissement dû à la présence de C. En plus de la réduction de l'amplitude de E_s quand la fréquence croît, l'ensemble R_2 -C produit un déphasage qui amène un décalage du courant dans le circuit par rapport à la tension à ses bornes. On sait qu'un déplacement de phase entre les harmoniques engendre une déformation de la tension à la sortie d'un système (amplificateur ou réducteur) dans lequel la variation de phase n'est pas proportionnelle à la fréquence. Une entrée d'amplificateur

à potentiomètre est donc en principe à rejeter pour l'équipement d'un appareil destiné au laboratoire. Nous allons examiner quels sont les dispositifs à employer.

ATTENUATEURS COMPENSES A PRISES

On démontre ⁽¹⁾ que le rapport entre la tension E_s (fig. V-3) et la tension E_0 est indépendant de la fréquence si les valeurs des éléments sont telles que :

$$R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot (C_2 + C_e).$$

Un atténuateur a été constitué avec les éléments de valeurs suivantes : $R_1 = R_2 = 0,5 \text{ M}\Omega$, $C = (C_2 + C_e) = 1\,000 \text{ pF}$, capa-

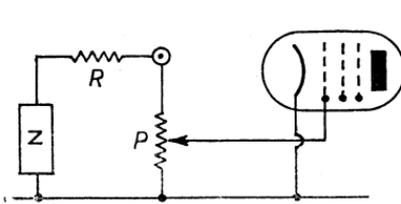


Figure V-2.

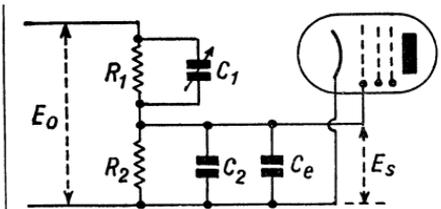


Figure V-3.

cité choisie à dessein très forte afin de faciliter la mesure. Les lois de variations que montrent les courbes sont valables pour des fréquences plus élevées et des valeurs de C plus faibles.

La figure V-4 montre en *a* la courbe de la tension E_s en fonction de la fréquence. Le déphasage de E_s par rapport à E_e atteint un maximum de 10° à 600 Hz. Pour la mesure, des connexions courtes ont été réalisées entre l'atténuateur et les plaques du tube à rayons cathodiques reliées directement aux bornes des résistances R_1 et R_2 . En l'absence des capacités C_1 et C_2 , les capacités parasites ont été égalisées par l'adjonction aux bornes de C_1 d'un condensateur de quelques pF constitué par deux fils torsadés sur 3 mm, la valeur de cette capacité a été ajustée en observant le déphasage sur le tube à rayons cathodiques, elle a été fixée pour un déphasage nul sur toute la plage des mesures.

Une capacité de 1 000 pF a été placée ensuite en parallèle sur R_1

(1) Voir *Les Atténuateurs à réponse linéaire*, par Ch. Dreyfus-Pascal et R. Gondry, dans la Revue *Toute la Radio*, n° 116, juin 1947.

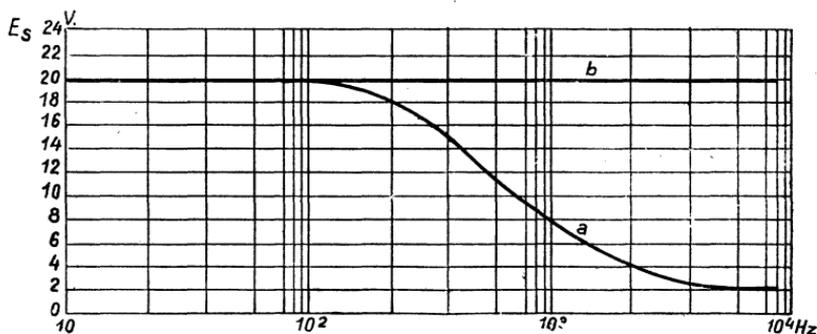


Figure V-4.

amenant ainsi l'égalité $R_1.C_1 = R_2.C_1$. La courbe de E_s en fonction de la fréquence est portée en *b* sur la figure V-4. Le déphasage est alors nul.

Une autre expérience a été faite sur l'atténuateur proposé au début de ce chapitre : 450 000 et 50 000 ohms pour R_1 et R_2 . Nous avons vu que la tension E_s égale à 15 volts de 1 000 Hz à 100 kHz tombe à 3 volts à 1 MHz.

Un amplificateur exempt de distorsion linéaire jusqu'à 5,5 MHz a été connecté aux bornes de R_2 , le tube à rayons cathodiques servant de voltmètre de sortie.

La capacité C_1 a été réglée pour qu'à 1 MHz, l'amplitude soit la même qu'à 1 000 Hz. La courbe de réponse du système est représentée figure V-5, en trait plein. Le tracé en pointillé montre la

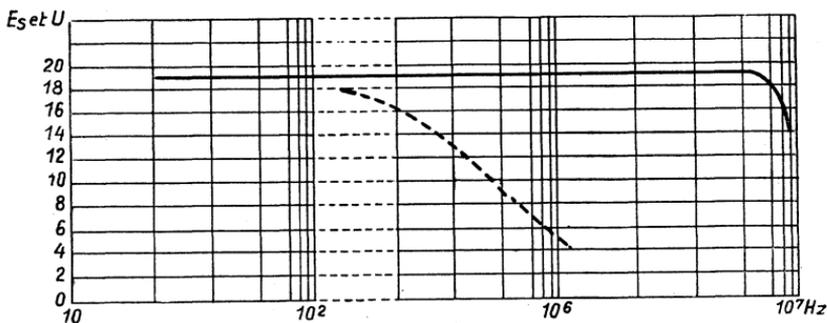


Figure V-5.

courbe de l'atténuateur non corrigé. C'est la tension de sortie U de l'amplificateur qui est portée en ordonnée pour la courbe corrigée et E_s pour l'atténuateur seul non corrigé.

L'égalité des deux constantes de temps $R_1.C_1 = R_2.C$ élimine également la distorsion due au déphasage causé par $R_2.C$.

La figure V-6 montre le schéma de l'atténuateur compensé à prises,

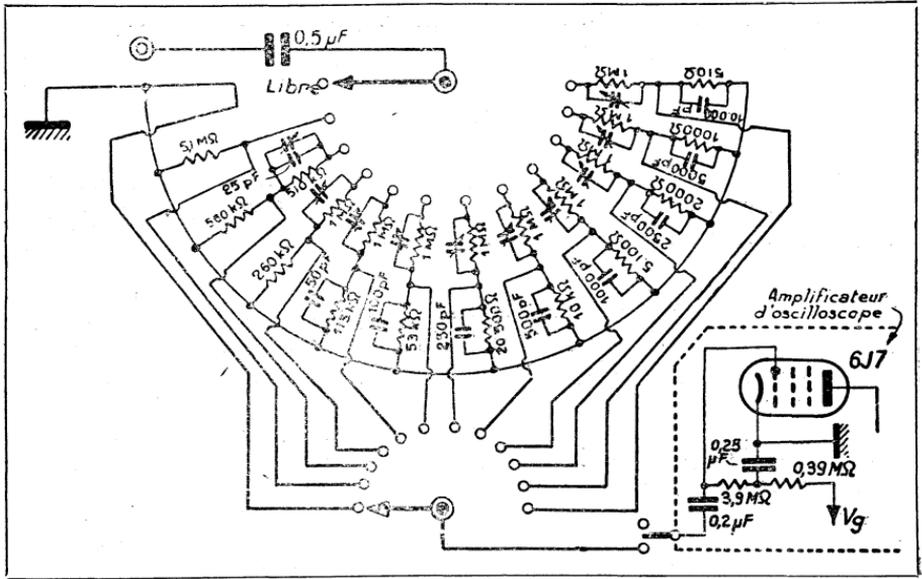


Figure V-6.

placé à l'entrée d'un oscillographe construit spécialement pour les études du département Télévision de la R.C.A.

ETUDE D'UN ATTENUATEUR COMPENSE AU MOYEN DES SIGNAUX RECTANGULAIRES

La tension de sortie des générateurs de signaux rectangulaires étant en général d'amplitude assez faible, il n'est pas possible d'étudier un atténuateur compensé sans le secours d'un amplificateur de façon à obtenir sur l'écran du tube à rayons cathodiques des oscillogrammes de dimension suffisante pour un examen facile.

Il faut un amplificateur de haute qualité; on ne peut pas toujours compter sur l'amplificateur interne d'un oscillographe. Nous avons

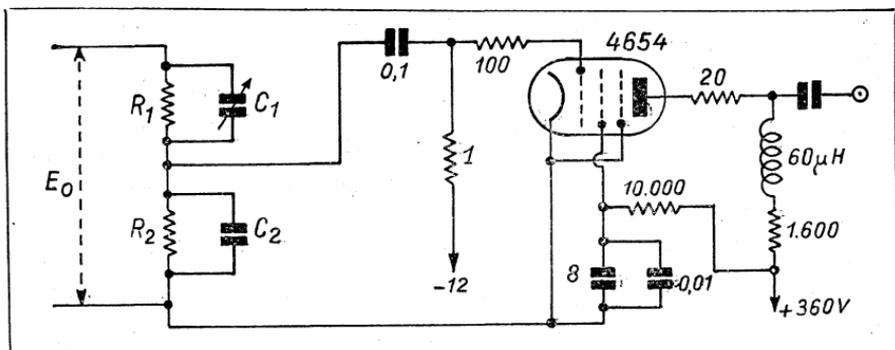


Figure V-7.

utilisé pour cet ouvrage un étage amplificateur équipé d'une pentode 4654 montée selon le schéma de la figure V-7. Le gain est évidemment assez réduit (12), mais il est constant jusqu'à 5,5 MHz. L'atténuateur est connecté comme l'indique le schéma, à l'entrée de l'étage.

Reprenons les valeurs déjà utilisées : $R_1 = 450\,000$ ohms, $R_2 = 50\,000$; adoptons $C_2 = 100$ pF; C_1 est un petit condensateur variable rotatif de 100 pF.

Déconnectons C_1 et observons l'oscillogramme des signaux rectangulaires de fréquence 10 000 Hz. L'aspect en est représenté figure V-8 a. Branchons C_1 et augmentons sa valeur progressivement : les lames à peine engagées nous donnent l'oscillogramme b. Si nous augmentons encore la capacité c'est un oscillogramme tel que c que nous obtenons.

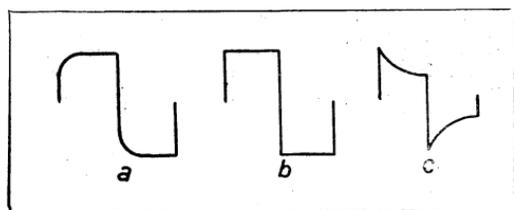


Figure V-8.

Si pour cette position du condensateur nous relevons la courbe de réponse de l'ensemble, nous constatons que le gain augmente au-dessus de 1 MHz. Cette constatation ne doit pas nous réjouir, car le but à atteindre est la reproduction fidèle de la forme d'onde appliquée à l'entrée.

La mise au point d'un atténuateur compensé au moyen des signaux rectangulaires nous a donné davantage de satisfactions que celle que l'on peut faire au moyen d'observations sur l'amplitude de la tension de sortie pour différentes fréquences. Par ce dernier procédé, on est tenté de pousser un peu la correction de façon à gagner sur l'ensemble

quelques kilohertz, mais si l'on passe aux essais en signaux rectangulaires, on s'aperçoit qu'on obtient des créneaux déformés du type *c* de la figure V-8.

Un réglage de C_1 effectué sur des signaux de fréquence 10 000 assure un fonctionnement correct, sans surprises possible de l'atténuateur.

Des signaux en forme de créneaux à 100 000 Hz à deux angles légèrement arrondis à l'origine, ne subissent pas de déformation après passage dans le système.

Des essais ont été faits avec diverses valeurs de C_2 ; la limite inférieure est fixée par les dimensions matérielles de C_1 . Dans le cas étudié, avec $C_2 = 50 \text{ pF}$, la résiduelle du condensateur employé

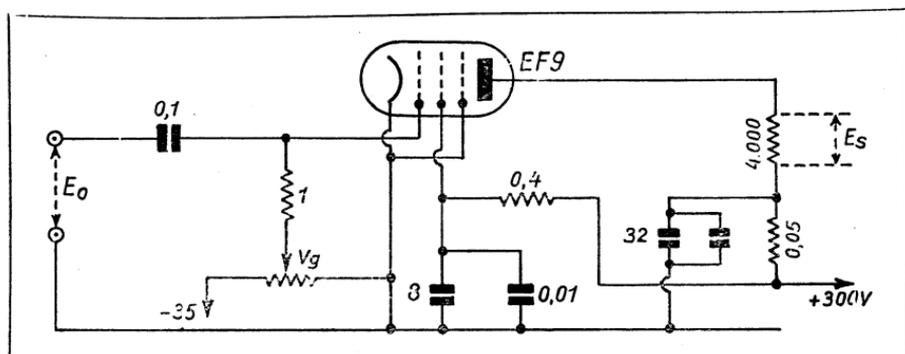


Figure V-9.

était de capacité trop forte pour C_1 ; il fallait la remplacer par deux fils torsadés sur deux tours. Il ne faut pas non plus que C_2 soit très élevée car, alors, l'impédance totale du diviseur serait faible et chargerait la source qui fournit la tension à étudier.

ATTENUATEURS PROGRESSIFS AGISSANT SUR LE GAIN D'ÉTAGE

L'atténuateur à prises permet d'obtenir une variation de l'amplitude par « bonds », par exemple 1/10, 1/100 ou 1/1 000; son action doit être complétée par celle d'un atténuateur progressif.

Deux moyens permettent de faire varier le gain d'un étage amplificateur : la variation de polarisation de grille et la contre-réaction.

Atténuation par la polarisation. — Un tube se prête particulièrement bien à cette fonction, c'est la penthode EF9 à caractéristique dite basculante.

Les valeurs suivantes ont été relevées sur le montage représenté figure V-9. La tension d'entrée E_o a été portée de 50 mV à 1 volt et la tension de sortie maintenue à la valeur constante de 225 mV par augmentation de la tension de polarisation. Le taux de distorsion mesuré à -2 V était de 2,1 % et de 3 % à -30 volts.

V_g (volts)	E_o (millivolts)	$\frac{E_s}{E_o}$
- 2	50	4,5
- 4	90	2,5
- 6	120	1,87
- 12	255	0,88
- 20	530	0,42
- 30	920	0,23

On dispose donc entre -2 et -25 volts d'une variation de gain dont le rapport est de 1 à 10 ce qui permet de réduire l'amplitude de l'oscillogramme dans cette proportion entre les plots de l'atténuateur décimal.

Atténuateur par contre-réaction d'intensité. — Ce procédé a été expérimenté sur un étage monté selon le schéma de la figure V-10.

Les valeurs suivantes ont été relevées : la tension d'entrée a été portée de 0,05 à 0,5 volts, la tension de sortie qui était de 0,5 V à l'origine passait à 5 volts. La manœuvre du potentiomètre R_k a permis de ramener cette tension de sortie à 0,5 volt. Soit une réduction de 10.

La valeur de R_k étant alors de 3 000 ohms, la distorsion mesurée sans la contre-réaction était de 1,6 % et avec R_k de 1,8 %.

Nota. — Ces deux systèmes d'atténuation présentent un inconvénient assez gênant. Lors du déplacement du curseur du potentiomètre il y a variation du courant d'anode, dans le premier cas à cause de la modification de V_g dans le second, par réduction ou accroissement de la tension qui alimente la lampe. Comme les amplificateurs de mesure sont construits pour transmettre les fréquences très basses,

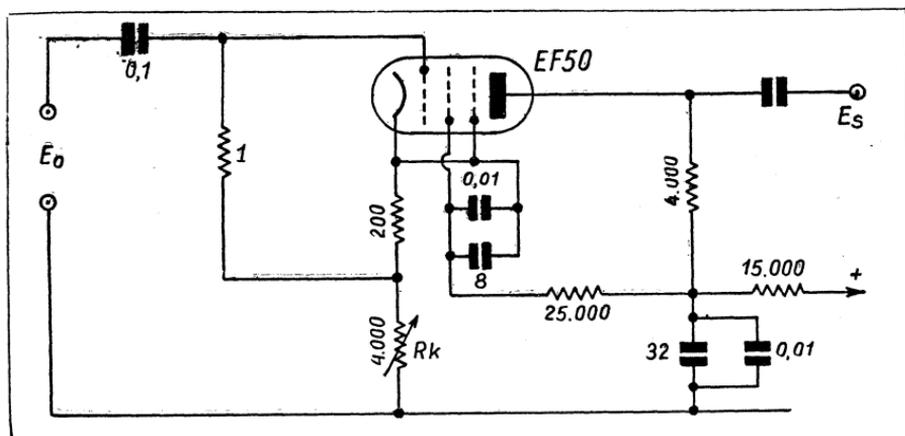


Figure V-10.

la variation de courant va être transmise jusqu'à l'oscillogramme qui va se déplacer sur l'écran du tube pour retrouver sa place initiale quand le curseur du potentiomètre sera laissé immobile. Ce déplacement surprend un peu quand on est habitué à manipuler un atténuateur classique.

Il est évidemment intéressant de placer ces étages à gain variable aussi près que possible de la sortie de l'amplificateur; l'effet de « balancement » de l'oscillogramme lors de la manœuvre du potentiomètre se fera alors beaucoup moins sentir. On risque une saturation de la lampe d'entrée, mais ce système pourrait être combiné avec un atténuateur compensé à prises à fort rapport de réduction.

Un autre procédé est encore utilisé pour obtenir la variation progressive du gain d'un amplificateur. Il consiste à placer un potentiomètre de faible valeur, 10 000 ohms par exemple, entre le premier et le second étage de l'amplificateur muni évidemment à son entrée d'un atténuateur à prises. L'impédance d'entrée peut demeurer élevée.

La distorsion amenée par le potentiomètre est faible, et l'on évite l'effet de « balancement ». Mais il faut que la capacité de liaison entre le premier et le second étage soit très élevée.

ETAGE INVERSEUR DE PHASE INDEPENDANT

Il peut être nécessaire, au cours de travaux mettant en œuvre l'oscillographe, d'avoir besoin d'appliquer au circuit de synchronisa-

tion ou au Wehnelt, une tension qui soit déphasée de 180° par rapport à la tension à examiner.

Nous décrivons ci-dessous deux dispositifs simples qui doivent être incorporés à tout ensemble vraiment complet. Nous laissons au lecteur le soin d'établir à sa convenance les circuits de commutation nécessaires.

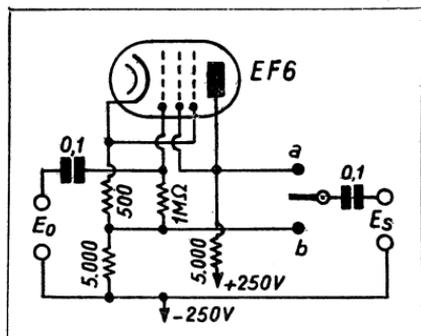


Figure V-11.

Etage utilisant un tube EF6 en triode (fig. V-11). Le montage est classique, les charges sont réduites pour qu'une transmission correcte soit assurée jusqu'à des fréquences assez élevées. Le gain est de 0,8; une tension de sortie de 2 volts est obtenue avec une distorsion de 2 %.

Etage utilisant une triode penthode ECF1 (fig. V-12). — Ici, la rotation de phase est obtenue en plaçant le commutateur de sortie de *a* en *b*, l'élément triode du tube ECF1

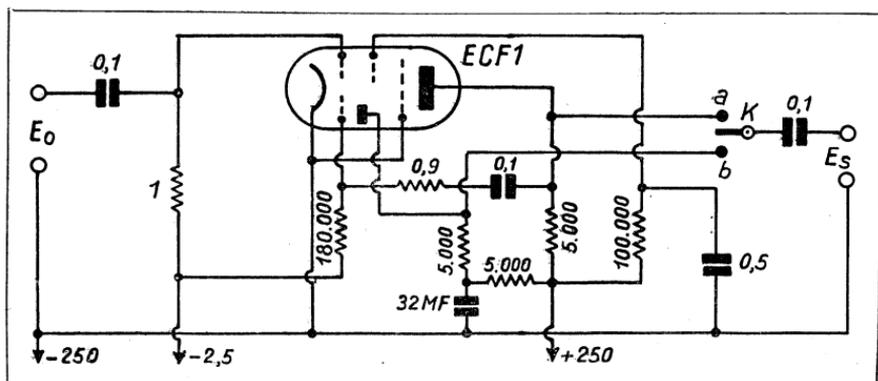


Figure V-12.

opère alors le déphasage de 180° recherché, sa grille reçoit une fraction de la tension développée aux bornes du circuit d'anode de la penthode par le diviseur de tension relié à cette anode. Si un travail sur des fréquences élevées doit être effectué, il faudra compenser

ce diviseur et corriger les circuits d'anode selon les procédés décrits dans le chapitre traitant des amplificateurs.

Le gain de chaque étage est de 11,4. On obtient une tension de sortie de $4 V_{eff}$ avec une distorsion de 2,4 % pour le circuit penthode et de 7,5 % pour le circuit triode.

Étage utilisant un tube EE50 (fig. V-13). — Nous connaissons les propriétés de ce tube employé comme étage d'attaque d'un amplificateur push-pull.

La tension recueillie en E_s quand l'inverseur K est placé en a est déphasée de 180° par rapport à E_o et en phase avec cette dernière, lorsque K est en b . Le brochage du tube EE50 est donné figure V-14.

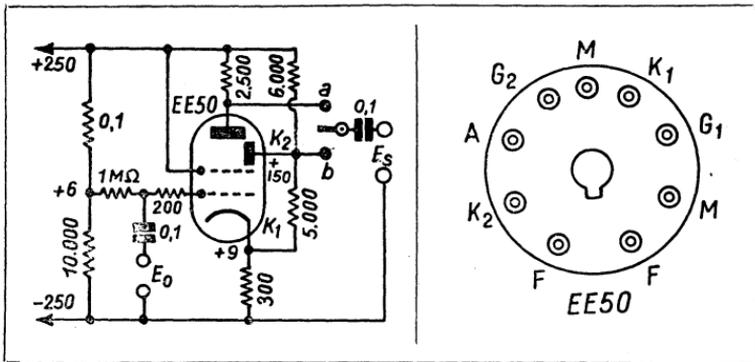


Figure V-13.

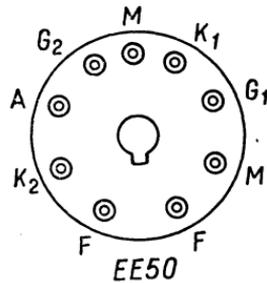


Figure V-14.

Le gain est égal à 8. On peut obtenir en E_s une tension de dix volts avec une distorsion inférieure à 5 %. Le rapport E_s/E_o varie d'environ 1 db entre 30 Hz et 1 MHz.

DISPOSITIF UTILISANT LE RETOUR DU SPOT POUR LE BALAYAGE

Ce dispositif peut être inclus dans un oscillographe ou être construit comme élément séparé qui sera connecté aux plaques de déviation d'un oscillographe. Son principe a été énoncé par MM. Rivault et Haubert (*R.G.E.*, avril 1942).

Une triode à gaz T_1 (fig. V-15) est montée selon le schéma classique. A son anode est connectée une diode D dont la cathode est elle-même reliée à une penthode EF9 qui joue le rôle de lampe de décharge.

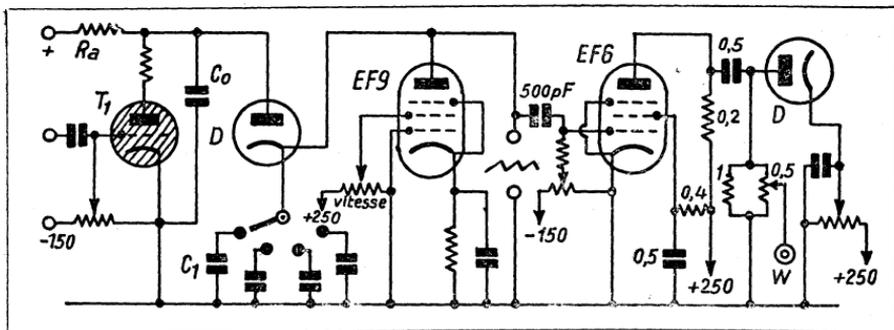


Figure V-15.

Fonctionnement. — Le condensateur C_0 se charge à travers la résistance R_v ; C_1 fait de même, mais son courant de charge doit en plus passer par la diode D .

Si une impulsion positive d'amplitude suffisante est appliquée sur la grille de la triode à gaz, il y a ionisation, C_1 se décharge, C_1 aussi, mais, grâce à la présence de la diode, il ne peut le faire que dans la lampe de décharge.

La tension recueillie est d'amplitude trop faible pour pouvoir être utilisée directement. Une combinaison pratique consiste à intercaler entre la sortie du dispositif et les plaques de déviation, deux étages en symétrique équipés par exemple avec des tubes EF9 montés en triode.

La tension de décharge croît linéairement, elle commence exactement à l'instant où la triode à gaz reçoit une impulsion positive.

Le retour s'effectue selon une loi exponentielle correspondant à la recharge de C_1 à travers la diode, pendant cette période non utilisée du cycle, le faisceau cathodique doit être annulé.

La coupure est obtenue au moyen d'une penthode EF6 dont la grille reçoit les impulsions produites par la tension de relaxation de service.

Pendant la durée de la décharge, la grille du tube EF6 reçoit une impulsion négative annulant le courant d'anode, une impulsion positive est, de ce fait, appliquée au Wehnelt.

Mais il faut que le faisceau cathodique ait une valeur constante tout au long de la décharge; pour arriver à ce résultat, la tension issue de la penthode EF6 est appliquée à une diode dont la cathode est portée à un potentiel positif réglable. La tension appliquée au Wehnelt se maintient à la valeur de la tension de seuil de la diode.

Le réglage judicieux des tensions grille EF6, puis de la cathode

de la diode permet de contrôler l'intensité du spot et de réduire le retard à l'illumination à une valeur négligeable.

**DISPOSITIF PERMETTANT D'OBTENIR
EN UN POINT DONNE UNE IMPULSION POSITIVE
QUEL QUE SOIT LE SENS DU SIGNAL D'ATTAQUE**

Ce dispositif peut très bien faire l'objet d'une réalisation en élément séparé ; il est très utile lorsqu'il s'agit de provoquer l'ionisation dans une triode à gaz, sous l'influence de l'impulsion apportée par un signal de sens quelconque (fig. V-16).

Fonctionnement. — Suivant le sens de l'impulsion à l'entrée c'est l'un ou l'autre des espaces diode-cathode de l'EB4 qui

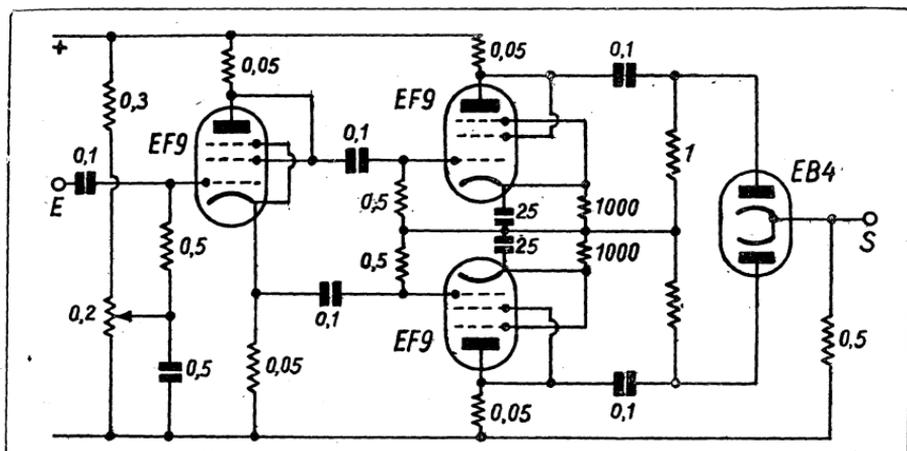


Figure V-16.

devient conducteur ; on aura ainsi toujours un signal positif au point S.

Les tubes utilisés sont des pentodes EF9 montées en triode ; il est évident que des triodes peuvent être employées.

un condensateur ajustable de 50 μF . C'est cet oscillateur qui est soumis à l'élément modulateur équipé d'un tube EF50 à forte pente.

Le potentiel de la grille G_1 de ce tube est rendu variable par la liaison de cette électrode à un potentiomètre qui reçoit une fraction de la tension produite par la base de temps synchronisée sur 50 Hz. Une variation de fréquence de 90 kHz est obtenue selon une loi linéaire pour une variation de V_{g1} de 4 volts.

Une variante possible pour cette dernière partie du montage est représentée figure V-18. Le potentiel de G_1 varie selon une loi différente, à une fréquence de 50 Hz; la tension de 50 Hz est prise sur l'enroulement de chauffage 6,3 volts du transformateur d'alimentation.

Le balayage, au lieu d'être produit par la tension en dent de scie

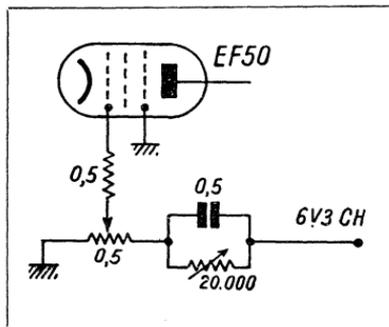


Figure V-18.

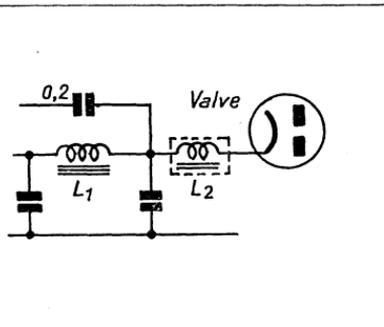


Figure V-19.

fournie par la base de temps est engendré par l'amplificateur horizontal de l'oscillographe connecté soit à une fraction de la tension de chauffage pour le balayage à 50 Hz, soit à une prise effectuée à l'entrée du filtre de l'alimentation haute tension de l'appareil ou de l'alimentation de l'amplificateur pour le balayage à 100 Hz. Si la tension d'ondulation a trop peu d'amplitude aux bobines de la capacité d'entrée du filtre, on placera une seconde bobine L_2 et la prise sera faite à la cathode. Une résistance peut également parfois convenir (fig. V-19).

Rappelons que, dans le premier cas (50 Hz) on obtient l'oscillogramme en simple trace qui donne l'image exacte de la courbe de sélectivité et dans le second (100 Hz) la possibilité de vérifier la symétrie de la courbe et le réglage exact en fréquence.

Un potentiomètre de 20 000 ohms permet de compenser le décalage de phase qui peut exister entre la tension de balayage et la ten-

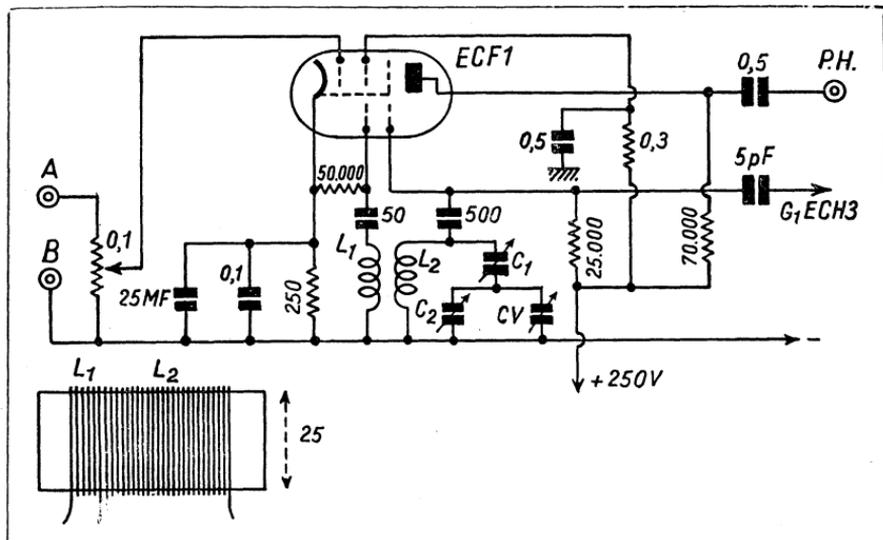


Figure V-20.

sion de modulation. Si, en simple trace, on remarque deux courbes, c'est que le réglage de phase est incorrect.

La bobine L_1 comporte 33 spires jointives de fil émaillé 5/10 avec prise à 8,5 tours à partir de la masse.

Le circuit à fréquence fixe est constitué par la bobine d'entretien L_2 de 42 spires et L_3 de 49 spires. Ces deux enroulements sont exécutés en spires jointives et en fil émaillé de 4/10.

La capacité C_1 est constituée par un condensateur fixe et un ajustable, la valeur utilisée est de 525 μF . C_2 est un ajustable de 150 μF réglé à 120 μF et CV est une case d'un condensateur standard 460 μF .

Une variante possible pour l'élément oscillateur variable est représentée figure V-20. L'oscillateur est monté sur l'élément triode d'une triode-penthode ECF1. La bobine d'entretien L_1 comporte 18 spires jointives de fil 25/10, 2 c.c. et, la bobine L_2 , 41 spires jointives de fil 5/10 émaillé.

Les capacités C_1 , C_2 et CV sont les mêmes que dans le montage avec EF9.

La partie penthode du tube ECF1 chargée par 75 000 ohms sert d'amplificateur horizontal au cas où l'oscillographe utilisé n'en possède pas. C'est aux bornes AB qu'on applique la tension à 50 Hz ou la tension à 100 Hz pour l'obtention du balayage horizontal. Le

montage général demeure identique, à partir de la capacité de couplage de 5 μF , à celui qui est indiqué figure V-17.

Avec le condensateur variable de 460 μF utilisé et un cadran gradué en 100 degrés, l'étalonnage de l'appareil réalisé était le suivant :

Fréquence en kHz	Graduation en degrés	Fréquence en kHz	Graduation en degrés
150	86,5	800	54
250	81	1 000	43
350	75,5	1 200	32
472	70,5	1 500	17
600	62		

GENERATEURS DE SIGNAUX RECTANGULAIRES

Le terme « générateur » est en général improprement employé quand on parle de générateurs de signaux rectangulaires.

Un généraeur est un appareil qui produit un courant en puisant l'énergie nécessaire dans des sources de tension d'alimentation : générateur B.F., générateur H.F. Un multivibrateur est un générateur de signaux rectangulaires.

Les appareils qui sont employés pour les essais d'amplificateurs ne sont, en général, que des « transformateurs de tensions sinusoïdales en tensions en forme de créneaux », mais l'appellation est passée dans la pratique en raison de sa concision.

Les générateurs de signaux rectangulaires de cette catégorie sont les plus employés ; ils permettent à l'opérateur de fixer avec précision la fréquence de travail, puisque celle-ci est déterminée par la fréquence fournie par le générateur de tension sinusoïdale, qui est toujours étalonné.

Ces appareils peuvent être établis de deux façons différentes : on peut construire un amplificateur à plusieurs étages et appliquer à l'entrée une tension de forte amplitude de façon à saturer chaque étage ; un autre procédé consiste à provoquer un écrêtage de chaque alternance d'une tension sinusoïdale appliquée à l'entrée d'un amplificateur, au moyen de diodes convenablement polarisées (fig. V-21), à amplifier la tension écrêtée et à l'écrêter de nouveau pour obtenir des signaux dont les flancs soient aussi verticaux que possible.

L'inclinaison des flancs sera évidemment d'autant plus raide que la

tension sinusoïdale sera tronquée plus loin des sommets et que le rapport de la hauteur à la largeur d'un créneau sera plus petit.

Générateur de signaux rectangulaires type A. — Le dispositif que nous allons décrire (fig. V-22) est très simple, mais cette simplicité est acquise au prix d'un léger inconvénient : il faut ajuster à environ 1 volt l'amplitude de la tension sinusoïdale qu'on applique à l'entrée.

Ce réglage n'est pas critique, il peut être fait sans le secours d'un voltmètre.

Les signaux recueillis à la sortie de l'appareil peuvent atteindre une amplitude de 22 volts crête à crête, ce qui permet d'obtenir un oscillogramme de 10 à 12 mm pour la plupart des tubes à rayons cathodiques.

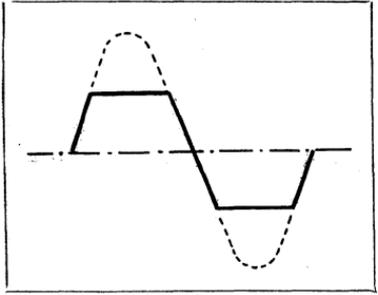


Figure V-21.

Un mauvais réglage de l'amplitude de la tension d'entrée se traduit par une inégalité entre la longueur des paliers supérieurs et la

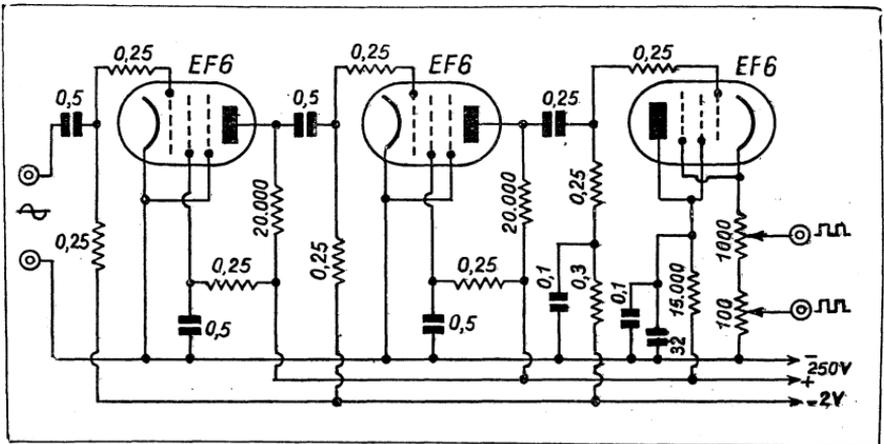


Figure V-22.

longueur des paliers inférieurs des créneaux. Etant donné l'amplitude de ces créneaux, il est possible de les observer en opérant une liaison directe entre le curseur du potentiomètre de sortie et la plaque de déviation du tube, éliminant ainsi toute cause de modification de

la forme du signal. La mise au point sera faite par ce moyen-là. Il sera utile de noter quelle doit être la tension de sortie du générateur B.F. servant à l'attaque de l'appareil.

Le principe du fonctionnement est très simple, on procède à l'écrêtage d'une tension sinusoïdale dans deux pentodes en cascade. Des résistances de 250 000 ohms sont introduites en série dans les circuits de grille, en plus des résistances de fuite, pour accroître l'effet de polarisation dû au courant de grille qui apparaît lors de la surcharge des pentodes.

La tension d'utilisation est recueillie sur un jeu de potentiomètres inséré dans le circuit de cathode d'une troisième pentode montée en triode. La prise correspondant au curseur du potentiomètre de 1 000 ohms est à utiliser quand une amplitude de plusieurs volts est nécessaire, alors qu'on connectera au curseur du potentiomètre de 100 ohms, l'entrée d'un amplificateur à étudier, par exemple.

L'emploi de deux potentiomètres se justifie par la progression rapide des potentiomètres à variation linéaire utilisée.

Une polarisation initiale de -2 volts environ est appliquée aux grilles des deux premières pentodes dans le but de diminuer le débit de celles-ci quand aucune tension n'est injectée à l'entrée de l'appareil.

Ce générateur très simple permet d'obtenir des signaux rectangulaires dans une plage de fréquence s'étendant de 20 à 10 000 Hz.

Générateur de signaux rectangulaires type B. — Cet appareil met en œuvre en même temps l'écrêtage par pentodes et l'écrêtage par diodes (fig. V-23). Une tension de 0,5 volts est nécessaire à l'entrée pour obtenir 22 volts crête à crête à la sortie; cette tension est prise sur un potentiomètre inséré dans le circuit de cathode de la dernière lampe. Ce potentiomètre peut être fractionné comme dans le type A. Les différentes tensions à obtenir aux points critiques sont indiquées sur le schéma de la figure V-23. Des tensions en créneaux de fréquence plus élevées peuvent être obtenues avec cet appareil.

Des essais ont été faits avec un oscillographe à liaison directe. Dès que le générateur basse fréquence utilisé donne une tension, un signal rectangulaire correct est obtenu. A 12 000 Hz, quel que soit le rapport longueur-hauteur du signal, les 4 angles sont nets et les flancs verticaux. Si l'on adopte une forme carrée, on ne distingue pas de

déformation à 17 000 Hz. Nous avons poussé les essais en fréquence jusqu'à 100 000 Hz; alors les flancs sont un peu inclinés et 3 angles légèrement arrondis.

Les essais faits sur cette fréquence ne présentent évidemment plus

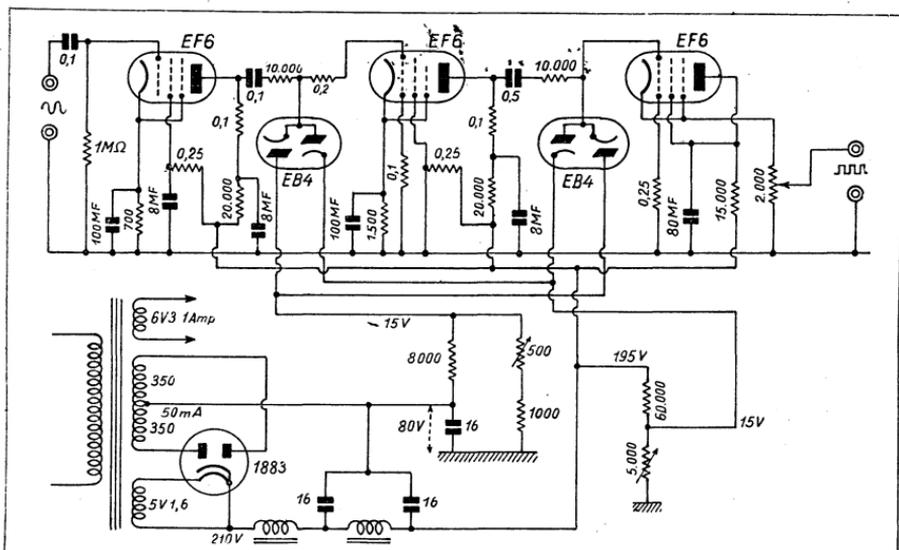


Figure V-23.

la même valeur, mais peuvent tout de même rendre des services si l'on observe bien la forme du signal injecté et la forme de la tension recueillie à la sortie de l'appareil en cours d'étude.

LE COMMUTATEUR ELECTRONIQUE

Lors de l'étude de phénomènes électriques à l'oscilloscope, par exemple de la forme du courant et de celle de la tension dans un circuit complexe, il faut faire une observation sur la tension, puis établir de nouvelles connexions pour examiner la forme du courant.

L'idéal serait de posséder un commutateur qui relie l'oscilloscope tantôt sur le circuit de tension, tantôt sur le circuit d'intensité.

Le commutateur électronique opère ces branchements successifs. Il les réalise à une vitesse assez grande pour que, grâce à la persis-

tance rétinienne, on puisse voir simultanément les deux oscillogrammes sur l'écran.

Cette commutation automatique qui permet l'observation simultanée, offre la possibilité à l'opérateur de procéder à des modifications dans les circuits en étude en se rendant compte à chaque instant des réactions qui amènent ces modifications ou sur la forme de la tension.

Le commutateur électronique le plus simple se compose de deux lampes dont les grilles respectives sont connectées aux deux circuits en cours d'étude et les anodes reliées à une charge commune connectée à une plaque donnant la déviation verticale d'un tube à rayons cathodiques dont les plaques de déviation horizontale sont soumises à la tension de relaxation classique (fig. V-24).

Par un circuit auxiliaire, chacune des lampes voit sa pente annulée un certain nombre de fois par seconde, donc l'observateur verra sur l'écran du tube tantôt la tension appliquée en A, tantôt celle appliquée en B.

Si, comme nous l'avons dit, cette succession d'oscillogrammes se fait à une vitesse assez grande, la persistance rétinienne fera que l'œil verra deux oscillogrammes fixes.

Qualité d'un bon commutateur électronique. — Il faut que la forme de la tension recueillie à la sortie soit fidèlement l'image de celle appliquée à l'entrée, les étages amplificateurs doivent donc être exempts de distorsions linéaires, de phase et non-linéaires.

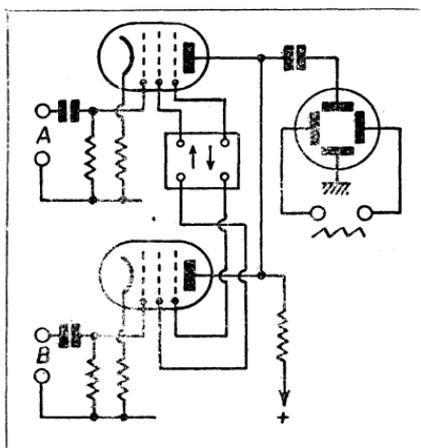


Figure V-24.

La tension qui est appliquée aux électrodes qui amèneront les étages commutés au gain nul, doit avoir une forme qui se rapproche le plus possible du rectangle, un front d'attaque du type « raide »; sans cela, les oscillogrammes obtenus présenteraient des dentelures aux instants correspondant aux commutations.

La fréquence de commutation doit être assez grande et différente d'un multiple ou d'un sous-multiple de la fréquence des tensions en cours d'examen ou de la fréquence d'une de ces tensions elle-même.

Si ces conditions n'étaient pas remplies, le tracé serait interrompu, lors de l'examen de tensions de fréquences basses. On choisit en général 10 000 Hz; une fréquence plus grande amènerait des difficultés supplémentaires dans l'obtention de signaux de forme convenable.

Il faut pouvoir synchroniser la base de temps sur la fréquence de l'une des deux tensions en écartant toute possibilité de synchronisation sur la fréquence de commutation.

L'examen de deux oscillogrammes superposés est parfois assez complexe par suite de l'enchevêtrement des traces. Par une différence entre les valeurs des courants d'anode des deux tubes commutés on parvient, grâce à l'inégalité de courants moyens, à inscrire un oscillogramme dans la partie haute et l'autre dans la partie basse de l'écran.

Signalons un dispositif qui consiste à rendre une trace plus intense que l'autre. Pour arriver à ce résultat, on fait en sorte que le temps pendant lequel le spot décrit un oscillogramme soit plus long que celui pendant lequel il décrit l'autre; cette différence de vitesse est obtenue en remplaçant les résistances de fuite de grille du multivibrateur par un potentiomètre dont le curseur est à la masse, on peut ainsi modifier la durée du blocage d'une lampe par changement de la constante de temps RC. Il est bon de ne pas descendre à une valeur trop basse de la résistance de grille, car l'amorçage du multivibrateur cesserait. Il existe un rapport optimum à conserver entre les impédances de C et de R pour obtenir une forme carrée des sommets de la courbe de la tension fournie par le multivibrateur.

Les amplificateurs doivent pouvoir passer les signaux rectangulaires de 20 à 10 000 hertz sans destruction du front raide et surtout sans introduction d'oscillations parasites.

QUELQUES APPLICATIONS DU COMMULATEUR ELECTRONIQUE

En dehors de l'étude de la forme du courant et de la tension dans un circuit complexe, le commutateur électronique permet de faire des observations très intéressantes sur des phénomènes rencontrés dans diverses branches de l'industrie.

Le commutateur électronique offre la possibilité d'observer à l'oscillographe la tension continue pulsatoire, car, par le jeu de la fréquence de commutation, il transforme la tension continue en tension

périodique qui peut être transmise par les amplificateurs classiques. La figure V-25 montre la ligne de repère de la tension puis la tension pulsatoire du système redresseur d'un récepteur. Si l'on augmente le débit demandé au redresseur, les ondulations seront accusées.

Il est aussi possible de faire, avec le commutateur électronique des

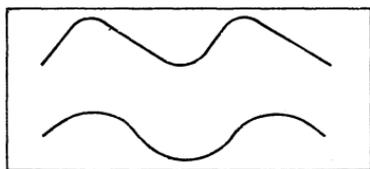


Figure V-25.

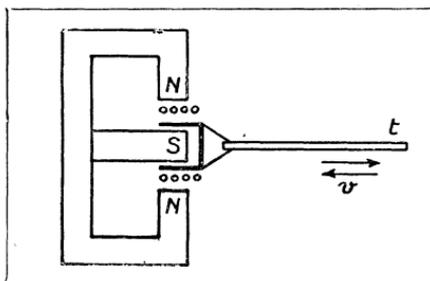
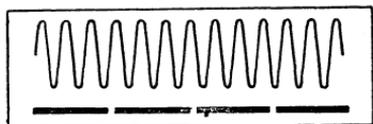


Figure V-25.

Figure V-27.

études sur les vibrations. Soit un dispositif tel que celui de la figure V-26 qui est analogue à un haut-parleur à aimant permanent auquel on aurait retiré la membrane pour la remplacer par une tige t qu'on appuiera par exemple sur le bâti d'une machine dont on veut étudier les vibrations. Sous l'influence de celle-ci, une force électromotrice alternative va prendre naissance aux bornes de la bobine mobile. La tension est proportionnelle à la vitesse v (tant que la bobine demeure dans l'entrefer).

Si l'on place deux dispositifs semblables en deux points de la machine, on peut voir simultanément sur l'écran du tube les deux oscillations. Si l'on applique sur une voie du commutateur la tension sinusoïdale de fréquence connue, on peut mesurer la fréquence des vibrations.

Le commutateur électronique permet aussi l'évaluation du temps : on développe l'oscillogramme d'une tension de fréquence connue, puis celui d'un phénomène dont la durée, ou la périodicité est à déterminer, en comptant le nombre de périodes du premier oscillogramme par rapport au second, on peut aisément déterminer la durée du phénomène (fig. V-27).

Il est également possible d'étudier des calages de phase entre deux

phénomènes, d'étudier pour un transformateur, la forme du courant dans le circuit chargeant le secondaire par rapport à la forme de la tension primaire. On peut examiner la forme de la tension à la sortie d'un amplificateur comparativement à celle de la tension à l'entrée, étudier la distorsion de détection dans un récepteur en comparant à l'oscillogramme de la tension H.F. modulée à celui de la tension B.F. recueillie aux bornes de la résistance de détection.

Le commutateur électronique peut être l'auxiliaire précieux du professeur d'électronique dans les écoles, l'élève retiendra beaucoup mieux la nature de phénomènes qu'il aura *vus* que les dessins d'un manuel et la tâche du professeur sera grandement facilitée par le fait qu'il pourra modifier la constitution des circuits, expliquer les manœuvres faites en même temps que l'aspect des oscillogrammes sur l'écran, en vue directe, ou mieux, en projection.

REALISATION D'UN COMMUTATEUR ELECTRONIQUE

Le schéma général de l'appareil est représenté figure V-28.

Les deux amplificateurs sont équipés de tubes EF50 pour l'étage d'attaque et EF51 pour l'étage de sortie. Les anodes des deux pentodes EF51 sont réunies à une charge commune. Un troisième tube EF50 équipe un étage amplificateur dont le gain est de 30 (ce gain peut être porté à 100 en supprimant, au moyen d'une capacité de valeur égale à 50 microfarads, l'effet de contre-réaction d'intensité amené par la résistance de 400 ohms insérée dans la cathode); cet amplificateur est à relier à l'entrée de l'étage qui reçoit la tension sur laquelle on désire synchroniser la base de temps, la prise de synchronisation de celle-ci étant connectée à la sortie marquée S_y .

Un commutateur peut être prévu pour la connexion sur l'une ou l'autre des entrées : E_1 ou E_2 , nous l'avons effectuée au moyen d'un fil souple et de deux fiches.

Ce sont des pentodes EF51 qui sont alternativement amenées au « cut-off » par un apport de polarisation introduit dans le circuit cathode. Pour arriver à ce résultat, en travaillant avec une liaison directe et sur une impédance de valeur réduite, nous avons relié chaque cathode à la cathode d'une pentode EL3N montée en triode. La grille des tubes EL3N reçoit une tension de forme rectangulaire produite par un multivibrateur équipé de deux pentodes EF6. L'ensemble cathode-grille-écran constitue l'élément triode qui engendre les oscillations par couplage avec le même ensemble de

Pour l'étude de tensions dont la fréquence est inférieure à 300 Hz, on emploiera la fréquence 12 000 Hz et au delà la fréquence 60 Hz qui donne toute satisfaction. Quand on observe, près des limites, les oscillogrammes tronqués par tracé « en pointillé », il y a lieu, dans ce cas comme dans l'autre, de changer de fréquence de commutation avec le commutateur. Une résistance variable de 50 000 ohms permet de varier légèrement les fréquences de commutation autour des valeurs fixes.

Chacun des deux amplificateurs a un gain de 175, la réponse est linéaire jusqu'à 1,2 MHz. La perte de gain n'atteint pas 6 db à 2 MHz. Le réglage de la tension d'entrée est fait par contre-réaction d'intensité. Tout autre procédé peut être utilisé évidemment : atténuateur corrigé, ou, si l'on veut ajouter une lampe supplémentaire par amplificateur, au moyen d'une penthode à charge cathodique, celle-ci étant constituée par un potentiomètre de très faible valeur évidemment.

La correction des amplificateurs a été faite selon les procédés exposés dans un précédent chapitre.

Le décalage des axes des deux oscillogrammes est obtenu par modification des potentiels d'écrans des tubes EF51 au moyen d'un potentiomètre de 50 000 ohms, il peut atteindre 20 mm quand les tensions d'écran sont de 80 et 240 volts. Evidemment, l'amplitude qu'il est alors possible d'obtenir du tube dont l'écran est au potentiel de 80 V, est assez réduite; elle atteint, avant distorsion sensible, 12 mm sur l'écran d'un tube à rayons cathodiques dont la sensibilité pour les plaques en cause est 0,4 mm par volt.

Si les gains et la distance de séparation des oscillogrammes sont jugés insuffisants, on pourra augmenter la valeur de la résistance de charge des anodes EF51. La distorsion de fréquence apparaîtra évidemment pour des fréquences plus basses et il faudra modifier la valeur de l'inductance de correction.

CHAPITRE VI

Les réalisations de l'industrie.

Parmi de nombreuses réalisations industrielles, nous avons choisi quelques modèles caractéristiques que nous allons disséquer ici pour montrer comment les spécialistes ont su résoudre les nombreux problèmes que pose la conception et la réalisation des oscillographes. Une telle étude facilitera au lecteur l'assimilation des notions exposées dans les chapitres précédents.

OSCILLOGRAPHE TYPE « SERVICE » : LE MODELE OC 80 DU LABORATOIRE INDUSTRIEL RADIOELECTRIQUE

L'oscillographe OC 80 est un appareil de service pourvu de nombreux détails intéressants à examiner. Il est équipé avec un tube 906 de 75 mm de diamètre. Il renferme : une base de temps, un amplificateur vertical, un amplificateur horizontal, un dispositif de balayage circulaire avec déflexion radiale.

Alimentation. — La tension alternative qui sert à l'alimentation du tube 906 est fournie par une moitié de l'enroulement relié aux plaques de la valve 5Y3GB et, connecté en série, un enroulement tel qu'une tension de 600 volts efficaces se trouve appliquée entre le filament de la valve 879 et la masse.

On remarque un enroulement spécial donnant une tension de 30 volts qui fournit la tension sinusoïdale à la fréquence du secteur.

Une résistance de quelques milliers d'ohms est placée en série entre la plaque de la valve 879 et l'entrée du filtre haute tension. La valeur de cette résistance est ajustée à la fabrication pour l'obtention précise de la tension d'alimentation du tube à rayons cathodiques, ajustage réalisé de façon à ce que tous les appareils de la série possèdent une même sensibilité. De plus, en cas de claquage de la première capacité du filtre, cette résistance évitera la détérioration de la valve.

Avant d'arriver au pont d'alimentation du tube 906 nous rencontrons une résistance de 100 000 ohms ; sa fonction est de rendre « flottante » l'extrémité cathode du pont. Nous verrons que cet état est nécessaire pour l'action de la tension sur la déflexion radiale. Le pont diviseur de tensions est classique sauf en ce qui concerne

la présence de résistances fixes en parallèle sur les potentiomètres, mesure de précaution prise par le constructeur pour éviter qu'en cas de rupture d'un potentiomètre, la haute tension se trouve appliquée intégralement entre Wehnelt et cathode, par exemple.

Un circuit filtre constitué par une résistance de 500 000 ohms et une capacité de 0,1 μ F assure, à travers une résistance de 100 000 ohms, la liaison du Wehnelt au potentiomètre de « luminosité ». Cette électrode est, à travers une capacité de 5 000 μ F (1 800 volts service), reliée à une douille située sur le panneau avant. Cette sortie permet d'appliquer au Wehnelt une tension de modulation pour couper périodiquement le faisceau cathodique, par exemple pour les mesures de temps. C'est le + 800 volts qui est relié à la masse.

Le dispositif de cadrage est branché entre le — 800 et le + 400. Les potentiomètres commandant le cadrage vertical et le cadrage horizontal n'ont pas la même valeur, ils sont prolongés par deux résistances ajustées au montage; de cette façon, malgré la différence de sensibilité qui existe entre les deux paires de plaques, on obtient un déplacement dans le sens X comme dans le sens Y sensiblement proportionnel à l'angle de rotation du potentiomètre. Signalons enfin que la tension de chauffage et la haute tension de 400 volts continue, sont sorties, ce qui permet d'alimenter un appareil auxiliaire.

Amplificateur horizontal. — Si une tension extérieure est utilisée pour produire une déviation horizontale du spot, il est possible de l'appliquer directement aux plaques, ou à l'étage amplificateur 6J7.

Cet étage est corrigé pour compenser l'affaiblissement aux fréquences élevées. Cette correction est obtenue, d'une part, par la mise en parallèle d'une capacité de 8 000 μ F sur la résistance de cathode afin d'éliminer aux fréquences élevées l'effet de contre-réaction causé par la présence de cette résistance entre cathode et masse et, d'autre part, par un filtre à résistance-capacité inséré dans le circuit grille de cette lampe. Le gain de l'étage est de 25.

Le circuit haute tension de cet étage est fortement découplé pour éviter l'influence sur l'autre amplificateur des fortes variations de courant qui se produisent quand la base de temps travaille sur les fréquences très basses. L'écran de ce tube 6J7 est aussi fortement découplé pour éviter la déformation de la dent de scie aux fréquences basses.

Amplificateur vertical. — L'amplificateur vertical est équipé

de deux tubes 6J7. Le gain est de 25 pour un étage et de 500 pour les deux étages en cascade. La réponse correcte aux fréquences élevées est assurée jusqu'à 150 000 Hz par les procédés identiques à ceux utilisés dans l'amplificateur horizontal. Noter qu'un gain notable est encore assuré à 500 000 Hz. Le premier étage de cet amplificateur est en tous points semblable à l'étage constituant l'amplificateur horizontal, ce qui est indispensable pour les études du déphasage par les courbes de Lissajous.

Dans le cas où les deux étages sont utilisés en cascade, l'amplification est tellement importante que les variations de la tension du secteur, si faibles soient-elles, risqueraient d'être transmises jusqu'aux plaques de déviation, vu la grande constante de temps des circuits de liaison ; dans ces conditions, l'oscillogramme pourrait être tant soit peu « scintillant ». Pour obvier à cet inconvénient, la constante de temps des circuits de liaison se trouve être, par le jeu de la commutation, diminuée suivant un compromis tel que la courbe de réponse aux fréquences basses est insensiblement affectée.

La réalisation matérielle de la commutation des circuits de l'amplificateur vertical a dû être très étudiée pour éviter l'accrochage par couplage entrée-sortie et les ronflements. Une galette supplémentaire est utilisée pour la mise à la masse des connexions inemployées en certaines positions.

Base de temps pour balayage linéaire. — La base de temps à triode à gaz (884) fournit des oscillations en dents de scie allant de 5 à 50 000 Hz, ce qui rend encore possible l'observation des tensions de fréquence de l'ordre de 500 000 Hz.

Un commutateur à six positions permet de couvrir six gammes de fréquence ; la manœuvre d'une résistance variable de 5 mégohms permet le choix de la fréquence de travail. La valeur maximum de la tension de relaxation est réglée à la construction par une résistance insérée dans le circuit de cathode de la triode à gaz.

La tension de charge de la capacité en circuit est amenée à un plot du commutateur établissant les connexions du système de déviation horizontale ; un potentiomètre permet de doser l'amplitude de la tension appliquée au circuit grille de la penthode 6J7 dont le rôle est d'amplifier les diverses tensions de déviation horizontale. La linéarité de la tension en dent de scie est excellente parce que l'on ne demande qu'une faible fraction de cette tension, correspondant à la zone rectiligne de la caractéristique de charge du condensateur.

Balayage sinusoïdal horizontal. — Il existe une position du commutateur de l'amplificateur horizontal (marquée 50 Hz) qui permet d'appliquer aux plaques de déflexion horizontale une tension à 50 Hz, filtrée en vue de supprimer les harmoniques éventuels, après passage dans l'amplificateur 6J7. Son amplitude peut être dosée par le potentiomètre commandant la déviation horizontale.

Synchronisation. — Un bouton permet de doser la synchronisation en cas de balayage linéaire. Un commutateur relie la borne synchronisation soit sur la tension appliquée aux plaques de déviation verticales, directement ou à travers l'amplificateur (synchronisation intérieure), soit sur la fréquence 50 Hz du secteur, soit enfin sur une tension extérieure appliquée à cet effet aux douilles « Syn. ext. »; la position marquée d'une étoile correspond à la déflexion radiale.

La liaison à la grille de la triode à gaz est assurée par une capacité relativement faible (5 000 μF); une résistance de 100 000 ohms relie d'autre part cette capacité à la masse; ce dispositif permet d'éviter une synchronisation parasite sur la fréquence du réseau.

Balayage circulaire. — La tension nécessaire au balayage circulaire est prise sur un enroulement spécial du transformateur comme nous l'avons vu précédemment.

Une chaîne de filtres assure l'élimination des harmoniques de façon à ce que le cercle obtenu sur l'écran ne présente pas de bosses. Il faut, pour obtenir un cercle, appliquer deux tensions décalées, dans le temps, de 90° .

L'amplificateur horizontal est soumis à la tension alternative débarrassée de ses harmoniques. Le premier étage de l'amplificateur vertical reçoit cette même tension après son passage dans un filtre déphaseur à résistance-capacité qui provoque le décalage de 90° recherché.

Le second étage de l'amplificateur vertical est attaqué par la tension à étudier qui est appliquée aux bornes « Syn. ext. ». Le potentiomètre servant d'habitude à doser la synchronisation sert à régler l'amplitude de la tension appliquée.

La déflexion radiale est obtenue par variation de la tension d'alimentation H.T. du tube à rayons cathodiques.

La tension à étudier, après passage dans l'étage amplificateur est appliquée à travers une capacité de 0,25 μF (1 800 volts service) au

point « flottant » dont nous avons parlé au paragraphe traitant de l'alimentation et la sensibilité du tube est modifiée proportionnellement aux variations appliquées à ce point.

On remarque que le point de jonction du condensateur précité avec le condensateur de couplage de l'étage amplificateur est connecté à un diviseur de tension ($5\text{ M}\Omega$ et $1\text{ M}\Omega$) qui a pour but de partager judicieusement la tension continue entre les deux condensateurs. Le bouton qui sert au dosage de la synchronisation est utilisé pour le réglage de l'amplitude de la déflexion radiale.

Particularités diverses. — Deux douilles sont placées à l'arrière de l'appareil qui permettent l'accès direct, sans condensateurs de liaison, aux plaques de déviation verticale et horizontale, celles-ci sont destinées aux mesures en H.F. ou en courant continu.

Le tube à rayons cathodiques est protégé pour un blindage en mumétal. Un viseur à abat-jour rabattable et à tiroir, facilite l'observation en plein jour et permet l'interchangeabilité des échelles graduées. L'appareil est pourvu de deux échelles une linéaire et l'autre logarithmique. Pour la photographie, on peut glisser la pellicule à la place de l'échelle graduée.

L'impédance d'entrée horizontale est de 500.000 ohms; la tension maximum admissible peut atteindre 500 volts. La sensibilité maximum est de $0,8\text{ V/mm}$ sur « Direct », de $0,032\text{ V/mm}$ sur « ampli I » et de $0,0016\text{ V/mm}$ sur « ampli II ». (Il s'agit de volts efficaces).

L'impédance d'entrée horizontale est de 500.000 ohms; la tension maximum admissible peut atteindre 500 volts. La sensibilité maximum est de 1 V/mm sur « Direct » et de $0,04\text{ V/mm}$ sur « ampli II ».

L'entrée « Syn. ext. » est de $100\ 000$ ohms. La tension maximum admissible est de 200 volts.

L'impédance d'entrée du circuit Wehnelt est de $100\ 000$ ohms, la tension maximum admissible est de 50 volts, quelques volts suffisent en général pour la modulation.

La capacité par rapport à la masse des entrées directes est de $5\ \mu\text{F}$ environ. La sensibilité en continu est de $2,2\text{ V/mm}$ pour la déviation verticale et $2,8\text{ V/mm}$ pour la déviation horizontale.

Etude des transitoires. — Dans le cas où le phénomène est d'une durée relativement courte ($< 1/10$ sec), on applique la tension variable de balayage monocourse aux douilles H et la tension du transitoire à étudier, aux douilles V. Si le phénomène

a une durée plutôt longue, les douilles d'entrée H et V directes situées à l'arrière, seront de préférence utilisées.

Utilisation d'un appareil auxiliaire avec l'oscillographe. — Une plaquette à quatre douilles permet d'alimenter en chauffage et tension d'anode un appareil auxiliaire tel qu'un commutateur électronique ou un vobulateur. Le schéma général de cet appareil est donné page 153.

OSCILLOGRAPHE TYPE « RECHERCHE » :
MODELE « 263 B » RIBET ET DESJARDINS

L'oscillographe 263 B RIBET et DESJARDINS est un appareil très perfectionné. Son dispositif de balayage et son amplificateur offrent des possibilités très grandes dans le domaine des fréquences élevées. Il constitue l'oscillographe type pour l'équipement des laboratoires où des travaux très variés sont à effectuer.

Alimentation. — Un transformateur fournit la tension d'alimentation du tube à rayons cathodiques, une valve 879 assure le redressement de cette tension. Un second transformateur débite sur une valve 5Y4S chargée par l'amplificateur et la base de temps.

Des bobines d'arrêt sont placées sur les circuits primaires de ces transformateurs. La résistance qui assure avec deux capacités de 0,5 microfarad, l'élimination de la tension ondulée après redressement, est fractionnée. Un commutateur à trois positions permet de régler la sensibilité du tube par variation de la tension d'alimentation.

Quand la totalité de la résistance du filtre est en circuit, la tension est de 700 volts, les prises intermédiaires correspondent à des tensions de 900 et 1 100 volts. Les sensibilités respectives sont : 2,5, 3,3 et 4 volts par millimètre.

A la sortie du filtre, se trouve un diviseur de tension qui fournit aux diverses électrodes du tube leurs tensions respectives. En série avec cette chaîne de résistances est placé le dispositif de cadrage. La source haute tension alimente en plus du tube une autre chaîne de résistances. Comme le + de cette source est relié à la masse et le — « en l'air », les différentes tensions de polarisation des lampes de l'amplificateur sont prises sur ce second diviseur de tension placé, lui, avant le filtre.

Un interrupteur permet de couper la haute tension de la base de temps et de l'amplificateur, un autre celle qui alimente le tube.

Dispositif de balayage. — a) *Circuit de balayage par oscillations de relaxation.* — Le schéma est classique : triode à gaz EC50 et penthode EF9.

Le circuit de grille EC50 est relié aux prises de synchronisation par des capacités dont la plus faible correspond à l'utilisation sur une fréquence élevée. Cela pour éviter de shunter le circuit grille par une capacité importante sur ces fréquences. Ce contacteur est mentionné « Synchro » et relié aux capacités C_1 , C_2 et C_3 dans la partie base de temps.

Un commutateur double à trois plots permet sur une position « S. Retour » d'envoyer par C_{24} une impulsion négative sur le Wehnelt qui annule le courant du faisceau d'électrons, éliminant ainsi la trace de retour. Cette impulsion est prise aux bornes de la résistance de protection pour le courant de décharge du condensateur qui est située dans le circuit d'anode du tube EC50. La position milieu de ce commutateur correspond au balayage normal.

Les différentes gammes de fréquence sont sélectionnées par un commutateur à 12 positions. Il y a 11 capacités; le douzième plot est libre, il correspond à la plage des fréquences les plus élevées dont le maximum est 230 000 hertz environ. La triode à gaz fonctionne alors sur sa capacité propre à laquelle s'ajoutent les capacités parasites.

A cette fréquence, le tube cathodique ayant une sensibilité de 3,3 volts par mm, la longueur du balayage est encore de 70 mm, ce qui correspond à une tension utile de 230 volts crête à crête. La première position du commutateur permet d'obtenir 1 cycle par seconde.

La gamme de fréquence fournie par le commutateur des condensateurs de charge est complétée par un vernier servant à régler le courant de la penthode de charge et permet un réglage très précis pour la synchronisation.

Un potentiomètre permet de régler le recul de grille du tube EC50, donc l'amplitude du balayage.

b) *Circuit de balayage pour la plage de fréquence s'étendant de 1 à 25 MHz.* — Le commutateur à trois positions dont nous avons parlé est placé sur la position « T.H.F. ». C'est le retour du spot, la tension engendrée par la décharge du condensateur qui produit le balayage, le courant du faisceau est coupé pendant la période corres-

pendant à la charge du condensateur par application d'une impulsion négative au Wehnelt.

La tension est prise aux bornes de la résistance du tube EC50, sa phase est inversée par un étage amplificateur équipé d'un tube EL3N. Le temps de décharge étant beaucoup plus bref que le temps de charge, il est possible d'observer des fréquences beaucoup plus élevées avec un écartement suffisant. La gamme couverte par ce balayage ultra-rapide s'étend de 1 MHz à 25 MHz environ. L'écartement des sinusoïdes pour 25 MHz est d'environ 5 mm. La synchronisation est parfois assez difficile à assurer de façon absolument stable et, dans ce cas, il sera nécessaire de faire quelques retouches pendant l'observation. Le balayage n'étant pas linéaire, seule l'image au centre de l'écran sera suffisamment étalée.

c) *Circuit de balayage déclenché.* — La polarisation de la grille de la triode à gaz est réglée de façon à ce que l'amorçage ne se produise pas, il n'y a pas d'oscillation.

Si une impulsion positive atteint la grille et que son amplitude soit suffisante pour que son potentiel atteigne la valeur correspondant à la tension plaque d'amorçage, un balayage se produit. L'amplitude du signal provoquant le déclenchement devra être d'autant plus grande que l'on aura davantage polarisé la grille.

La tension de déclenchement doit être appliquée à une douille marquée « Synchro », il est possible de déclencher avec la tension à examiner; dans ce cas, on relie la douille précitée à la plaque de déviation en activité.

La diode 6H6 joue dans ce système le rôle suivant: le condensateur se charge à travers la penthode EF9, la tension aux bornes de ce tube, ou entre la cathode 6H6 et masse, décroît progressivement, tant qu'elle est plus grande que la différence de potentiel qui existe entre diode et masse, aucun courant ne passe dans la diode puisque la cathode est positive par rapport à l'anode.

Mais, dès que l'inverse se produit, un courant s'établit, le potentiel de la cathode du tube EC50 demeure fixe et le condensateur chargé. Quand une impulsion positive fournie, par exemple par le phénomène à étudier, se produit avec une amplitude suffisante, l'amorçage de la triode à gaz se produit, la capacité se décharge puis ensuite se recharge, produisant un balayage dont la durée est fixée par le potentiel de la diode 6H6.

Pour travailler en balayage déclenché, il faut placer le commutateur balayage sur la position repos, éliminer la résistance de 10 mé-

gohms de la plaque sur laquelle on désire appliquer le balayage et relier la douille correspondant à cette plaque à la grille marquée « balayage H.T. ».

La tension de balayage est appliquée à cette douille par l'intermédiaire d'une chaîne potentiométrique à capacités compensées; l'extrémité de cette chaîne est reliée au pôle négatif de la source haute tension, ce qui fixe au spot en position de repos un emplacement hors du centre de l'écran.

Le système de balayage déclenché est utilisé pour l'observation de phénomènes dont la durée est courte vis-à-vis de leur période de répétition, par exemple les phénomènes transitoires, les tops de radar, les étincelles de moteur, etc...

Amplificateur. — L'amplificateur est équipé des tubes EF9 + EL3 + EL6; il permet les combinaisons suivantes :

a) un gain élevé et une bande de fréquence relativement peu large, gain 71 db (3 500 en tension); plage de fréquence couverte 20 Hz à 500 000 Hz; différence de niveau pour toute la gamme ± 1 db;

b) un gain moins élevé et une bande beaucoup plus large, gain 51 db (350 en tension); plage de fréquence couverte 20 Hz à 4 mégahertz; différence de niveau pour toute la gamme $\pm 0,8$ db.

Ces deux systèmes amplificateurs sont corrigés pour reproduire intégralement les signaux carrés de 10 Hz à 10 000 Hz sans destruction du front raide aux fréquences élevées, ni destruction de l'horizontalité aux fréquences basses, il n'y a pas de production d'oscillation.

A 100 000 Hz, les signaux carrés sont encore correctement reproduits. L'amplitude de la déviation est fixée par deux réglages : l'ajustage du niveau d'entrée et l'ajustage du gain de l'amplificateur.

On sait que le réglage du niveau d'entrée d'un amplificateur à l'aide d'un potentiomètre classique, influence la distorsion linéaire d'un amplificateur aux fréquences élevées par suite de la capacité en parallèle entre le point relié au curseur et la masse. Le niveau d'entrée est ici commandé par un atténuateur qui est conçu pour que le rapport des tensions reste indépendant de la fréquence ⁽¹⁾, cela au moyen de capacités additionnelles ajustées sur l'appareil. Aux fréquences élevées, il est nécessaire que la source qui fournit la tension ait une impédance relativement faible.

Ce dispositif présente les avantages suivants :

(1) Analogue à ceux décrits dans le chapitre précédent.

1° Constance de la courbe de réponse de l'ensemble amplificateur, donc pas de diminution de gain aux fréquences élevées;

2° Constance de l'impédance d'entrée;

3° Constance de la phase;

4° Constance, donc, possibilité de l'étalonnage en gain, de l'ensemble amplificateur puisque les réglages n'affectent plus la courbe de réponse comme avec le système potentiométrique habituel.

La chaîne potentiométrique permet de diviser successivement par 1, 10, 100 ou 1 000 l'amplitude du signal d'entrée.

Le gain de l'amplificateur est réglé par la variation de polarisation du tube EF9 qui équipe le premier étage. Le gain varie d'une façon continue dans un rapport de 1 à 10 par la manœuvre d'un bouton gradué. Une feuille d'étalonnage fait connaître pour chaque position de ce bouton le gain de l'amplificateur.

Dans ces conditions, grâce à ces deux systèmes de réglage étalonné, on peut dire qu'il est toujours possible de connaître le niveau d'entrée d'un signal; pour cela, il suffit de lire à la sortie de l'amplificateur sur un appareil approprié (tube à rayons cathodiques, voltmètre à lampes, etc...) la tension de sortie et d'effectuer sur une feuille d'étalonnage la lecture du gain de l'amplificateur, puis de multiplier par le coefficient de réduction à l'entrée.

Système de commutation. — La platine située sur le dessus de l'appareil permet toute une série de combinaisons :

1° Réglage de la tension d'alimentation du tube à rayons cathodiques pour l'obtention de la sensibilité désirée.

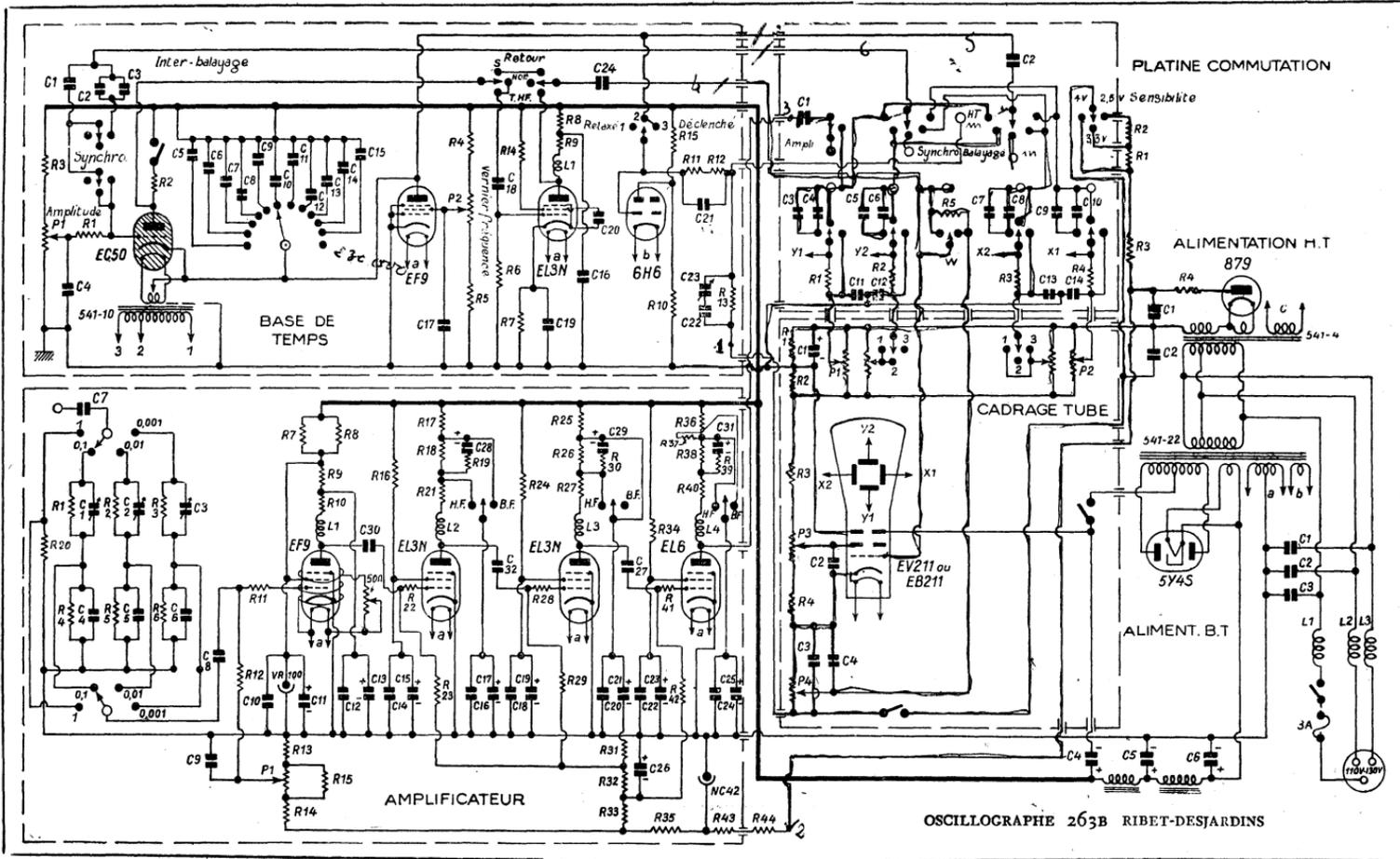
2° Branchement des plaques défléctrices du tube par 4 commutateurs.

Chaque plaque peut être mise à la masse par un condensateur, reliée directement à une prise pour l'utilisation directe en vue de l'étude de tensions continues, ou, encore reliée à la douille par un condensateur de 0,5 μ F, pour l'étude des phénomènes en courant alternatif.

Une douille « masse » placée à proximité des sorties des plaques permet d'y relier directement ces dernières si on le désire.

3° Le Wehnelt aboutit à un commutateur à 2 positions qui permet de le mettre à la masse ou de le laisser disponible pour une modulation éventuelle à travers une impédance de 250 000 ohms. La liaison avec la source de modulation doit être assurée par un condensateur extérieur type 1 500 volts service.

4° Le balayage peut être appliqué au choix à l'une des quatre



OSCILLOGRAPHE 263B RIBET-DESJARDINS

OSCILLOGRAPHÉ 263 B

BASE DE TEMPS

R_1	0,1 M Ω	1/2 W	C_1	50 pF	C_{16}	0,5 μ F
R_2	500 Ω	1 W	C_2	500 pF	C_{17}	0,5 μ F
R_3	0,2 M Ω	1 W	C_3	250 pF	C_{18}	0,5 μ F
R_4	65 k Ω	1 W	C_4	0,5 μ F	C_{19}	1.000 pF
R_5	0,1 M Ω	1 W	C_5	8 μ F	C_{20}	0,5 μ F
R_6	0,1 M Ω	1/4 W	C_6	3 μ F	C_{21}	150 pF
R_7	200 Ω	1/4 W	C_7	1 μ F	C_{22}	500 pF
R_8	10 k Ω	2 W	C_8	0,35 μ F	C_{23}	ajustable
R_9	2 k Ω	1/2 W	C_9	0,1 μ F	C_{24}	0,5 μ F 6.000 V
R_{10}	10 k Ω	1 W	C_{10}	0,05 μ F		
R_{11}	0,5 M Ω	1/4 W	C_{11}	0,015 μ F		
R_{12}	0,25 M Ω	1/4 W	C_{12}	5.000 pF		
R_{13}	10 + 10 M Ω	1/4 W	C_{13}	1.500 pF	P_1	500 k Ω
R_{14}	0,15 M Ω	1 W	C_{14}	500 pF	P_2	250 k Ω
R_{15}	50 k Ω	2 W	C_{15}	150 pF		

PLATINE COMMUTATION

R_1	10 M Ω	1/4 W	C_1	0,5 μ F	C_8	500 pF
R_2	10 M Ω	1/4 W	C_2	0,5 μ F	C_9	0,5 μ F
R_3	10 M Ω	1/4 W	C_3	0,5 μ F	C_{10}	500 pF
R_4	10 M Ω	1/4 W	C_4	500 pF	C_{11}	500 pF
R_5	0,25 M Ω	1/4 W	C_5	0,5 μ F	C_{12}	500 pF
			C_6	500 pF	C_{13}	500 pF
			C_7	0,5 μ F	C_{14}	500 pF

ALIMENTATION HAUTE TENSION

R_1	0,3 M Ω	1 W	R_3	0,2 M Ω	1 W	C_1	0,5 μ F	2.000 V
R_2	0,4 M Ω	1 W	R_4	10 k Ω	1/2 W	C_2	0,5 μ F	2.000 V

ALIMENTATION BASSE TENSION

C_1	0,25 μ F	1.500 V	C_3	0,25 μ F	1.500 V	C_5	25 μ F	500 V
C_2	0,25 μ F	1.500 V	C_4	25 μ F	500 V	C_6	50 μ F	500 V

RIBET ET DESJARDINS

AMPLIFICATEUR

R ₁	0,45 MΩ	1/4 W	R _{2,7}	800 Ω	1/2 W	C ₉	100 pF
R ₂	0,4 MΩ	1/4 W	R _{2,8}	50 Ω	1/4 W	C ₁₀	0,1 μF
R ₃	0,5 MΩ	1/4 W	R _{2,9}	0,6 MΩ	1/4 W	C ₁₁	50 μF
R ₄	50 kΩ	1/4 W	R _{3,0}	1,5 kΩ	1/4 W	C ₁₂	0,1 μF
R ₅	5 kΩ	1/4 W	R _{3,1}	15 kΩ	1/4 W	C ₁₃	50 μF
R ₆	500 Ω	1/4 W	R _{3,2}	25 kΩ	1/4 W	C ₁₄	0,1 μF
R ₇	30 kΩ	2 W	R _{3,3}	50 kΩ	1/4 W	C ₁₅	8 μF
R ₈	30 kΩ	2 W	R _{3,4}	8 kΩ	1 W	C ₁₆	0,1 μF
R ₉	3 kΩ	1/2 W	R _{3,5}	0,1 MΩ	1/4 W	C ₁₇	200 μF
R ₁₀	600 Ω	1/2 W	R _{3,6}	1 kΩ	4 W	C ₁₈	0,1 μF
R ₁₁	50 Ω	1/4 W	R _{3,7}	1 kΩ	5 W	C ₁₉	8 μF
R ₁₂	2 MΩ	1/4 W	R _{3,8}	400 Ω	2 W	C ₂₀	0,1 μF
R ₁₃	5 kΩ	1/4 W	R _{3,9}	1,5 kΩ	1/4 W	C ₂₁	200 μF
R ₁₄	50 kΩ	1/4 W	R _{4,0}	1 kΩ	5 W	C ₂₂	0,1 μF
R ₁₅	0,1 MΩ	1/4 W	R _{4,1}	50 Ω	1/4 W	C ₂₃	32 μF
R ₁₆	0,15 MΩ	1 W	R _{4,2}	0,5 MΩ	1/4 W	C ₂₄	0,1 μF
R ₁₇	15 kΩ	2 W	R _{4,3}	1 MΩ	1 W	C ₂₅	200 μF
R ₁₈	1,5 kΩ	1/2 W	R _{4,4}	1 MΩ	1 W	C ₂₆	100 μF
R ₁₉	2 kΩ	1/4 W				C ₂₇	0,06 μF
R ₂₀	0,5 MΩ	1/4 W	C ₁	ajustable		C ₂₈	25 μF
R ₂₁	800 Ω	1/2 W	C ₂	ajustable		C ₂₉	25 μF
R ₂₂	50 Ω	1/4 W	C ₃	ajustable		C ₃₀	0,5 μF
R ₂₃	0,5 MΩ	1/4 W	C ₄	200 pF		C ₃₁	25 μF
R ₂₄	0,15 MΩ	1 W	C ₅	2.000 pF		C ₃₂	0,5 μF
R ₂₅	15 kΩ	2 W	C ₆	0,02 μF			
R ₂₆	2 kΩ	1/2 W	C ₇	0,5 μF			
			C ₈	0,5 μF		P ₁	50 kΩ

CADRAGE TUBE

R ₁	50 kΩ	1/4 W	C ₁	32 μF	150 V	P ₁	2 × 0,5 MΩ
R ₂	0,5 MΩ	1/4 W	C ₂	2 μF	500 V	P ₂	2 × 0,5 MΩ
R ₃	0,5 MΩ	1 W	C ₃	2 μF	500 V	P ₃	0,5 MΩ
R ₄	20 kΩ	1/2 W	C ₄	2 μF	500 V	P ₄	50 kΩ

plaques. Il peut aussi être relié à une douille de sortie pour utilisation extérieure.

5° La grille du tube EC50 peut être connectée pour le balayage déclenché à l'une des quatre plaques. Cette grille peut aussi être reliée à une douille de sortie pour le cas où la tension de synchronisation ou la tension de déclenchement doit être prise sur une source extérieure.

6° L'amplificateur ne peut être branché que sur une seule des quatre plaques de déviation par le jeu du commutateur. Il est possible de le relier à l'une quelconque de ces plaques par une connexion extérieure.

RESISTANCES ET CAPACITES D'ENTREE

ENTRÉE	RÉSISTANCE D'ENTRÉE	CAPACITÉ D'ENTRÉE
Verticale — avec amplif.	0,5 MΩ	33 pF
Verticale — sans amplif.	10 MΩ	32 pF
Horizontale — sans amplif.	10 MΩ	34 pF

Le schéma général de cet appareil est donné pages 159 à 161.

OSCILLOGRAPHÉ TYPE « NORMAL » MODELE G.M. 3152 PHILIPS

L'oscillographe G.M. 3152 est équipé avec un tube DG9-3 dont l'écran a un diamètre de 95 mm.

Il renferme :

a) Une base de temps à tubes à vide : une penthode de charge 4 673, une penthode de commande 4 673, une penthode de décharge AL4.

Le schéma de réalisation de cette base de temps (voir schéma général pages 168 à 171) se rapproche de celui qui a été décrit au chapitre « bases de temps » de cet ouvrage.

La fréquence de relaxation peut être réglée de façon continue entre 10 et 150 000 Hz. Avec la fréquence de relaxation maximum, on peut encore facilement observer des tensions sur des fréquences de l'ordre de 1,5 MHz.

Un commutateur à dix positions permet de couvrir dix gammes de

fréquences, la manœuvre d'un potentiomètre assure le choix de la fréquence de travail exacte. A l'aide d'un autre potentiomètre, on peut régler l'amplitude des oscillations de relaxation.

b) Un amplificateur à sortie push-pull équipé de trois pentodes 4 673 chargées par des résistances de 7 200 ohms et des bobines de compensation. Les capacités parasites sont fort bien compensées puisque, malgré des charges d'anodes importantes, la courbe de réponse de l'amplificateur est linéaire jusqu'à 1 MHz à ± 2 db près.

La tension anodique de l'étage préamplificateur est stabilisée au moyen d'un tube au néon 7 475.

Un commutateur permet d'éliminer l'étage préamplificateur et d'attaquer directement l'étage final de commande. Le gain total de l'amplificateur est de 1 600.

c) Deux dispositifs d'alimentation, l'un pour l'alimentation de la base de temps et de l'amplificateur, l'autre pour fournir la haute tension au tube à rayons cathodiques. Afin d'éliminer complètement les effets des champs parasites, le groupe d'alimentation tout entier est enfermé dans un blindage en acier.

L'action de ce blindage qui serait trop peu efficace est complétée par un cylindre en mumétal entourant le tube à rayons cathodiques.

Synchronisation. — Pour l'obtention d'images immobiles sur l'écran, la fréquence de relaxation de la base de temps peut être synchronisée soit avec la fréquence de la tension à mesurer, soit avec la fréquence du réseau, soit, encore, avec une fréquence extérieure. Un potentiomètre permet le réglage de l'amplitude de la tension de synchronisation.

Commutation des différents circuits. — Un commutateur combiné à six positions permet d'obtenir tous les montages de circuits de mesure qui peuvent être nécessaires dans la pratique.

Position I : base de temps intérieure, synchronisée avec la fréquence à mesurer, prise sur l'amplificateur.

Position II : base de temps intérieure, synchronisée avec une tension alternative extérieure ; celle-ci est à raccorder aux douilles 3 et 4, elle doit atteindre 25 volts.

Position III : base de temps extérieure ou tension à mesurer extérieure à raccorder aux douilles 1 et 2. Les douilles 3 et 4 reçoivent une fréquence de l'amplificateur qui permet la synchronisation avec un appareil d'oscillations de relaxation extérieur.

Position IV : comme la position III, mais alors les douilles 3 et 4 sont déconnectées de l'amplificateur.

Position V : base de temps intérieure, synchronisée avec la fréquence du réseau.

Position VI : comme la position III, mais, dans ce cas, la base de temps est seule synchronisée avec la fréquence du réseau. Si l'on emploie la base de temps intérieure pour des mesures à faire sur un appareil extérieur, la résistance d'entrée de ce circuit doit être de 5 mégohms au minimum.

Sensibilité de l'ensemble. — Un commutateur permet de relier la douille d'entrée par le jeu d'un commutateur à trois directions sur :

Position I : avec tout l'amplificateur : $6mV_{eff}$ par cm de hauteur d'image.

Position II : avec seulement les étages de sortie : $100mV_{eff}$ par cm de hauteur d'image.

Position III : sans amplificateur : $10 V_{eff}$ par cm de hauteur d'image.

Impédances d'entrée. — a) *Impédance d'entrée normale.* — Une des douilles d'entrée, la douille 5, est reliée à la masse, la douille 7 est connectée au commutateur de sensibilité. L'impédance d'entrée constituée par le potentiomètre de commande d'amplitude R_6 est de 100 000 ohms. La tension maximum admissible est de 45 volts.

b) *Impédance d'entrée élevée.* — Le potentiomètre R_6 entraîne un inferrupteur qui permet de mettre hors-circuit le diviseur de tension incorporé ; on augmente ainsi l'impédance d'entrée jusqu'à 1 mégohm ; la capacité d'entrée est de 12 μF .

Avec le commutateur à trois directions sur la position II, l'impédance est de 0,16 M Ω . La tension maximum admissible est de 150 volts.

Ondes très courtes. — Pour les mesures sur la gamme des ondes très courtes, de l'ordre de 60 MHz, on trouve à l'arrière de l'oscillographe un panneau de connexions protégé par une plaque de blindage. Sur ce panneau, on peut faire des connexions directes avec les plaques de déviation verticale et horizontale. On supprime de la sorte, l'inconvénient des conducteurs internes plus longs, ainsi que les fuites par capacité qui en résulteraient.

On trouve également sur ce panneau deux douilles servant à inter-

rompre le faisceau cathodique. Ces douilles sont portées à une tension d'un millier de volts par rapport à la masse.

Des lamelles de contact permettent d'isoler les plaques de déviation.

Accessoires divers. — Sur le panneau avant, autour de l'écran fluorescent se trouvent quatre vis servant à la fixation de différentes pièces : visière, cadran, transparent, étrier pour la fixation d'un appareil photographique.

On trouve aussi sur le panneau avant les potentiomètres de cadrage du spot.

Nota. — Un oscillographe d'un type plus perfectionné G.M. 3 159 est prêt à être lancé sur le marché pour remplacer le modèle décrit ci-dessus.

Cet appareil renferme un amplificateur pour chacun des axes de déviation. Le gain maximum de chacun des amplificateurs est de 520, leur sensibilité est réglable par atténuations commutables compensées pour être indépendante de la fréquence de la tension à étudier. L'action de ces atténuateurs à plots est complétée par un atténuateur à variation continue. Les atténuateurs d'entrée sont étalonnés en V_{eff} par cm de hauteur d'image.

L'amplificateur vertical possède un étage symétrique auto-déphaseur à 2 lampes, la gamme de fréquence s'étend de 5 Hz à 500 kHz (1 MHz à gain réduit). La variation du gain en tension sur toute la gamme est de 10 %. La sensibilité maximum est de $25 mV_{eff}$ /cm de hauteur d'image.

L'amplificateur horizontal est constitué comme le précédent. La sensibilité maximum est de $35 mV_{eff}$ /cm de hauteur de l'image. La tension maximum qu'il est possible d'appliquer aux entrées est de $50 V_{eff}$; les résistances d'entrée sont de 1 mégohm.

La synchronisation de la fréquence de la base de temps se fait au choix : sur la fréquence de mesure, la fréquence du réseau ou la fréquence d'une source extérieure. La tension de base de temps peut être prélevée pour être appliquée à une source extérieure (particularité utile pour les essais d'amplificateurs). La tension de sortie est de $1,5 V$ (dent de scie), la résistance de sortie de 0,1 mégohm.

La synchronisation sur la fréquence d'une source extérieure exige que la tension de celle-ci soit au minimum de $0,5 V_{eff}$; la résistance d'entrée est de 0,1 mégohm.

La gamme de fréquence couverte par la base de temps s'étend de

10 Hz à 150 000 Hz. Un dispositif est prévu pour la suppression de la trace de retour. Le faisceau peut être modulé par une source extérieure dont la tension est $15 V_{eff}$, la tension maximum à appliquer est de $40 V_{eff}$; la résistance d'entrée de 0,3 mégohms.

Cet appareil peut être utilisé sans inconvénient dans les régions tropicales.

L'amplificateur de cet oscillographe est original, la sortie est symétrique et il est équipé seulement de deux pentodes.

La tension de la lampe attaquée par le signal à examiner est appliquée à un diviseur de tension qui alimente la grille de la seconde lampe, la correction est obtenue sans bobines, le diviseur de tension est constitué d'une part, par la résistance de fuite de la lampe qu'il alimente et d'autre part, par un ensemble résistance et capacité en parallèle.

Quand la fréquence augmente, la tension de sortie tend à diminuer à cause de la présence des capacités parasites, mais l'impédance de l'ensemble capacité-résistance diminue et la tension augmente; par conséquent, la tension de sortie augmente, il y a correction.

Une résistance variable branchée entre les deux plaques permet de réduire l'amplitude de la tension de sortie; pour une valeur faible de cette résistance, la courbe de réponse atteint un niveau correspondant à 71 % de l'amplitude maximum, à une fréquence de 1 MHz.

La base de temps est constituée par un tube EF50 en état de sur-oscillation alimentée, comme l'amplificateur, sous 675 volts. On opère par blocage périodique de l'oscillation. La linéarité est suffisante, car on n'utilise qu'une faible portion de la caractéristique de charge d'un condensateur.

OSCILLOGRAPHE DESTINE AUX ATELIERS DE CONSTRUCTION MECANIQUE

Cet appareil est réalisé spécialement pour l'étude des phénomènes de fréquences basses, ce qui en constitue l'originalité. La figure page 172 en donne le schéma de principe.

La limite inférieure de la plage de fréquence couverte varie de 0,5 à 2 hertz (30 à 120 périodes *par minute*) tandis que la limite supérieure est 10 000 Hz.

L'amplificateur est du type push-pull pour les deux étages, cela, dans le but d'obtenir une bonne stabilité. En effet, la tension d'entrée du second étage provient des variations du courant anodique du premier

étage, on conçoit que les fluctuations de la tension du réseau amènent des variations du courant dans les circuits d'anodes, et les tensions anodiques des tubes $L_1 - L'_1$ ou $L_2 - L'_2$, varient en phase et non en opposition de phase, comme lors de l'application d'un signal à l'entrée; il en résulte que les deux plaques de déflexion subissent une même variation de potentiel par rapport à leur situation au repos, de sorte que le faisceau électronique subit uniquement une accélération ou un freinage, d'où déplacement beaucoup plus petit de l'oscillogramme.

Les variations de tensions sont limitées par des tubes régulateurs au néon. Avec cet appareil, dans le cas le plus défavorable, une brusque variation de 1 % de la tension du réseau ne provoque qu'un glissement de 1,5 mm du spot.

L'entrée est faite sur un diviseur de tension à plots combiné avec un potentiomètre pour que l'opérateur puisse ajuster l'amplitude de l'oscillogramme. Le courant d'anode traverse la résistance R_k et produit entre cathode et grille une tension qui vient réduire la différence de potentiel appliquée à l'entrée de la lampe, il y a couplage inverse. En même temps, une tension de phase opposée se produit entre grille et cathode de L'_1 . Dès l'entrée de l'amplificateur, la tension est donc équilibrée.

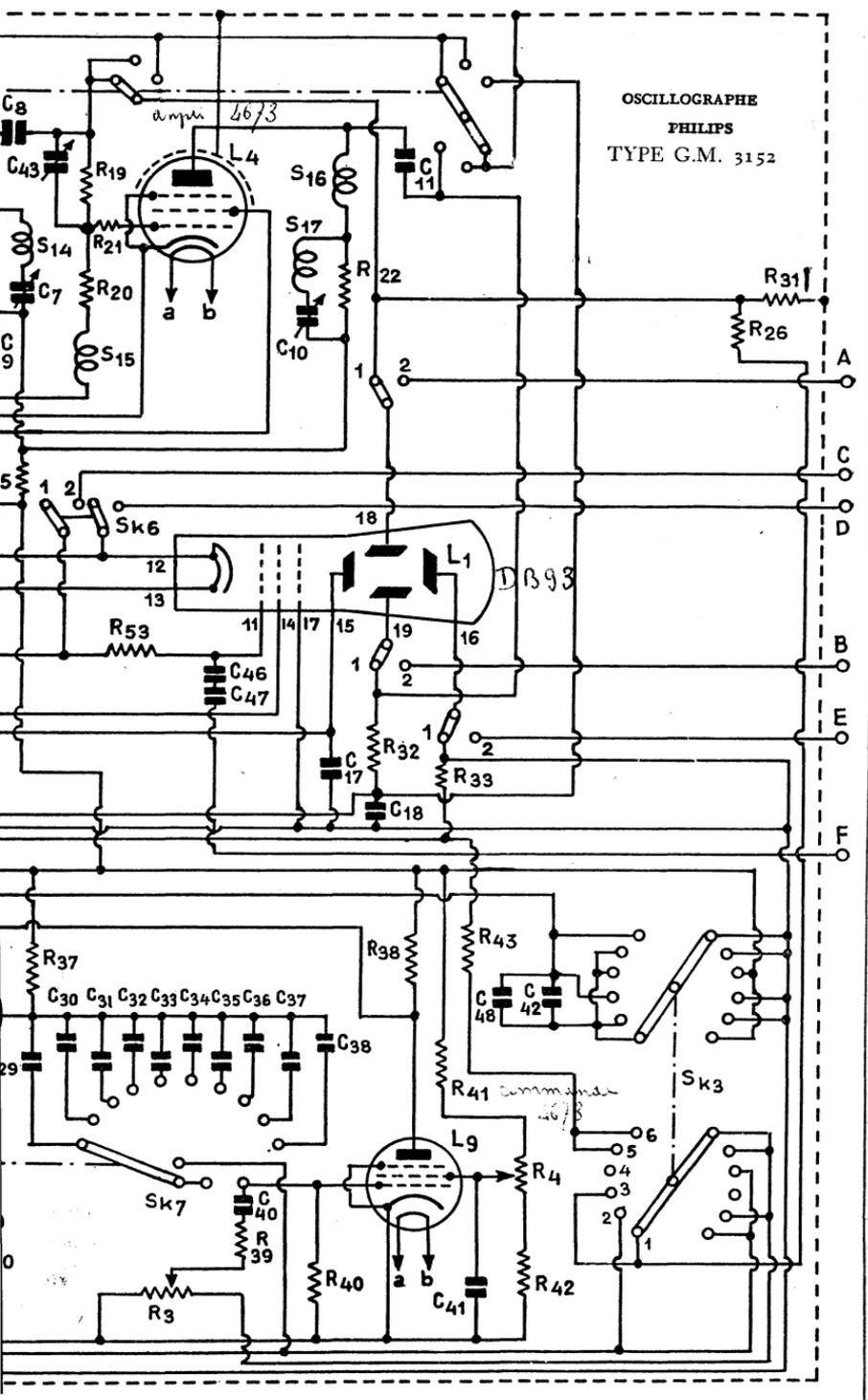
Les tensions alternatives aux bornes des charges d'anode sont en opposition de phase, elles sont ensuite amplifiées de nouveau par un étage push-pull.

Base de temps. — Pour les phénomènes périodiques, on utilise une base de temps constituée par une triode à gaz et une penthode. Pour les phénomènes non périodiques, on opère avec un balayage horizontal à vitesse constante du spot.

Ce balayage est obtenu en portant, avant le début du mouvement uniforme, la grille du tube relais à un potentiel si élevé que la décharge ne puisse se produire et que la capacité reste pratiquement chargée. Au moment où le phénomène à étudier s'amorce, à l'aide d'un dispositif de synchronisation approprié (un contact à commande mécanique, par exemple), on applique la tension normale à la grille du tube relais. Alors la décharge est amorcée et le spot entame son mouvement aperiodique.

Il sera bon de prévoir un contact à commande mécanique tel qu'avant la fin de cette première portion de la dent de scie, la grille soit à nouveau portée à un potentiel élevé de sorte que le spot retourne brusquement à la position de repos et s'y fixe.

OSCILLOGRAPHÉ
 PHILIPS
 TYPE G.M. 3152



L10
 Station
 le 7/1/4

OSCILLOGRAPHÉ PHILIPS

- A Unité d'alimentation.
 B Amplificateur.
 C Base de temps.

TUBES

- L₁ Tube à rayons cathodiques DG3 (ou DB9-3 ou DN9-3).
 L₂ Penthode amplificatrice d'entrée 4673.
 L₃ } Deux penthodes amplificatrices 4673
 L₄ { en push-pull.
 L₅ Tube redresseur haute tension 1876.
 L₆ Tube redresseur biplaque AZ1.
 L₇ Penthode de charge 4673.
 L₈ Penthode de décharge AL4.
 L₉ Penthode de commande 4673.
 L₁₀ Tube au néon pour la stabilisation 7474
 (ne figure pas sur le schéma).

COMMUTATEURS

- S_{k1} Réglage de la sensibilité en degrés.
 S_{k2} Réglage de la base de temps en degrés.
 S_{k3} Commutateur combiné.
 S_{k4} Interrupteur du réseau.
 S_{k5} Interrupteur du potentiomètre d'entrée.
 S_{k6} Commutateur pour la suppression du faisceau cathodique.

BOBINAGES

- S₁ à S₈ Transformateurs d'alimentation.
 S₂ à S₁₀ Transformateurs.

POTENTIOMÈTRES

- R₁ 0,05 MΩ Réglage de la brillance du spot.
 R₂ 0,5 MΩ Réglage de la netteté du spot.
 R₃ 0,5 MΩ Réglage de la synchronisation.
 R₄ 0,2 MΩ
 R₅ 0,2 MΩ Réglage exact de la base de temps.
 R₆ 1 kΩ Potentiomètre d'entrée : 10.000 ohms.
 R₇ 0,5 MΩ Centre horizontal du spot.
 R₈ 0,5 MΩ Centrage vertical du spot.

RÉSISTANCES

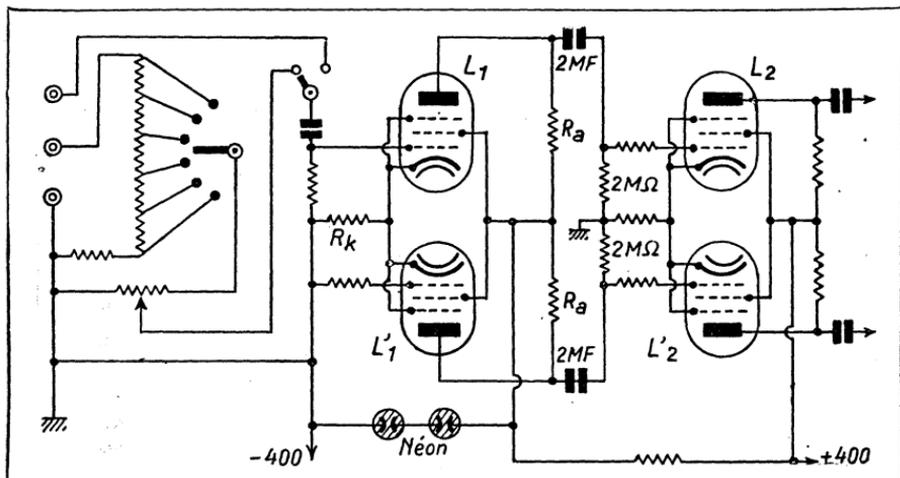
- | | | | |
|-----------------|---------|-----------------|---------|
| R ₉ | 0,15 MΩ | R ₁₃ | 7200 Ω |
| R ₁₀ | 39 Ω | R ₁₄ | 15000 Ω |
| R ₁₁ | 1 MΩ | R ₁₅ | 39 Ω |
| R ₁₂ | 120 Ω | R ₁₆ | 0,47 MΩ |

TYPE G. M. 3152

R ₁₇	109 Ω	R ₃₅	1,5 kΩ
R ₁₆	7,2 kΩ	R ₃₆	100 Ω
R ₁₉	0,47 MΩ	R ₃₇	27 kΩ
R ₂₀	15 kΩ	R ₃₈	3 × 0,15 MΩ
R ₂₁	39 Ω	R ₃₉	0,47 MΩ
R ₂₂	7,2 kΩ	R ₄₀	47 kΩ
R ₂₃	0,15 MΩ	R ₄₁	0,15 MΩ
R ₂₄	3 × 0,15 MΩ	R ₄₂	10 kΩ
R ₂₅	3 × 22 kΩ	R ₄₃	3,9 MΩ
R ₂₆	0,1 MΩ	R ₄₄	0,22 MΩ
R ₂₇	0,47 MΩ	R ₄₅	39 Ω
R ₂₈	0,22 MΩ	R ₄₆	39 Ω
R ₂₉	47 kΩ	R ₄₇	15 kΩ
R ₃₀	0,47 MΩ	R ₄₈	220 Ω
R ₃₁	2,2 MΩ	R ₅₁	82 kΩ
R ₃₂	2,2 MΩ	R ₅₂	10 kΩ
R ₃₃	2,2 MΩ	R ₅₃	5,6 kΩ
R ₃₄	0,1 MΩ	R ₅₄	47 Ω

CONDENSATEURS

C ₁	0,22 μF	C ₂₆	400 pF
C ₂	32 μF	C ₂₇	160 pF
C ₃	30 μF	C ₂₈	50 pF
C ₄	32 μF	C ₂₉	0,47 μF
C ₅	0,47 μF	C ₃₀	0,082 μF
C ₆	32 μF	C ₃₁	0,027 μF
C ₇	30 μF	C ₃₂	0,022 μF
C ₈	0,47 μF	C ₃₃	0,012 μF
C ₉	32 μF	C ₃₄	3900 pF
C ₁₀	30 pF	C ₃₅	640 pF
C ₁₁	0,47 μF	C ₃₆	125 pF
C ₁₂	8 μF	C ₃₇	32 pF
C ₁₃	8 μF	C ₃₈	16 pF
C ₁₄	32 μF	C ₃₉	2 × 0,47 μF
C ₁₅	32 μF	C ₄₀	3300 pF
C ₁₆	0,22 μF	C ₄₁	0,47 μF
C ₁₇	0,47 μF	C ₄₂	0,47 μF
C ₁₈	0,47 μF	C ₄₃	
C ₁₉	0,47 μF	C ₄₆	0,01 μF
C ₂₀	0,22 μF	C ₄₇	0,01 μF
C ₂₁	0,1 μF	C ₄₈	0,47 μF
C ₂₂	0,047 μF	C ₄₉	0,47 μF
C ₂₃	0,022 μF	C ₅₀	0,47 μF
C ₂₄	8200 pF	C ₅₁	0,47 μF
C ₂₅	2200 pF		



Principe de l'oscillographe pour fréquences basses.

En faisant varier le potentiel de la grille écran de la penthode série, on peut régler la vitesse du mouvement uniforme entre 2 cm par sec. et 16 000 cm par sec. Pour le mouvement en dents de scie, cela implique pour une longueur de l'axe des temps de 8 cm, une variation de la fréquence de la base de temps comprise entre 0,25 et 2 000 Hz.

Projection. — Cet oscillographe est équipé normalement d'un tube DN9-3 à écran persistant.

Un tube DN9-5 à post-accélération peut aussi être monté sur cet appareil pour faire la projection. Un dispositif à lentille de 50 mm dont la distance focale est de 150 mm est adjoint à l'ensemble et permet de projeter sur un écran ou un mur clair situé entre 1 et 5 mètres de l'appareil, une image agrandie 6 à 30 fois.

Les descriptions, schémas et valeurs qui nous ont permis, dans ce dernier chapitre, de présenter à nos lecteurs des exemples concrets de réalisations industrielles, nous ont été très obligeamment communiqués par les fabricants eux-mêmes : Etablissements Ribet et Desjardins, Laboratoire Industriel Radioélectrique, Département Industrie de la S.A. Philips.

L'auteur tient à renouveler à ces derniers l'expression très sincère de ses bien vifs remerciements.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE I. — L'ALIMENTATION DES TUBES A RAYONS CATHODIQUES. — Calcul de la tension du secondaire ; haute tension du transformateur. — Principe du calcul du filtre. — Calcul du dispositif d'alimentation pour un tube DG-7. — Alimentation des tubes à rayons cathodiques. — Dispositifs de cadrage. — Alimentation des tubes à post-accélération. — Les écrans magnétiques.	5
CHAPITRE II. — GENERATEURS DE TENSION DE RELAXATION. — PRINCIPES. — CALCULS. — REALISATIONS. — Production d'une tension en dents de scie. — Tubes-relais à gaz ou thyratrons. — Détermination des éléments. — Linéarité. — Temps de retour. — Suppression de la trace de retour. — Fonctionnement des tubes-relais aux fréquences élevées. — Fréquence maximum d'une tension de relaxation. — Détermination des éléments de couplage pour tension de relaxation. — Synchronisation. — Réalisation d'un oscillateur à thyatron et penthode. — Réalisation d'un oscillateur de relaxation économique, sans tube de décharge. — Base de temps symétrique à tube-relais. — Réalisation d'un générateur de tension de relaxation à tubes à vide. — Base de temps à coordonnées polaires. — Base de temps pour fréquences élevées, avec triode à gaz. — Expanseur d'échelle	19
CHAPITRE III. — ETUDE ET REALISATIONS DES AMPLIFICATEURS DE MESURE. — L'amplification à résistances. — Caractéristique statique, caractéristique dynamique, droite de charge. — Recherche du taux de distorsion sur le réseau de caractéristiques. — Fonctionnement de deux penthodes en push-pull. — Correction de la distorsion par contre-réaction d'intensité. — Calcul de la réduction de distorsion. — Calcul de la tension d'entrée. — Calcul du gain d'étage. — Calcul de la résistance réelle du circuit de cathode en courant alternatif. — Choix du tube final destiné à un amplificateur d'oscillographe. — Efficacité d'une cellule de découplage	52
CARACTERISTIQUES D'UN BON AMPLIFICATEUR. — Distorsion linéaire, distorsion non linéaire, distorsion de phase. — Réponse d'un étage à résistances aux fréquences basses. — Influence de la capacité en parallèle sur la résistance de cathode.	

— Influence de l'impédance de la source d'alimentation. — Influence de la capacité de découplage d'écran. — Influence de la capacité de découplage du circuit anodique. — Correction d'un étage à résistances aux fréquences basses. — Réponse d'un étage à résistances aux fréquences élevées. — Correction d'un étage à résistances aux fréquences élevées. — Compensation shunt. — Compensation série. — Correction série-parallèle. — Compensation par contre-réaction. — Méthodes de mesure des capacités parasites. — Les tubes d'un amplificateur de mesure. — Mesures à effectuer sur un amplificateur pour oscillographe : gain, déphasage. — Réponse d'un amplificateur à résistances aux phénomènes transitoires ; caractéristique de saut ; unité Heaviside. — Cas d'un amplificateur à plusieurs étages. — Etude des amplificateurs à l'aide de signaux rectangulaires	65
REALISATIONS D'AMPLIFICATEURS. — Amplificateur pour oscillographe de station service. — Amplificateurs à sortie symétrique ou non pour tubes de 70 ou 90 mm. — Amplificateur à sortie symétrique pour tube de 70 à 160 mm.....	97
CHAPITRE IV. — REALISATIONS D'OSCILLOGRAPHES. — Oscillographe type « service ». — Oscillographe type « normal ». — Oscillographe à liaison directe. — Amplificateur à liaison directe 2 EF50. — Amplificateur à liaison directe EF50 + EL3.....	109
CHAPITRE V. — DISPOSITIFS AUXILIAIRES. — Les atténuateurs d'entrée. — Atténuateurs compensés à prises. — Etude d'un atténuateur compensé par les signaux rectangulaires. — Atténuateurs progressifs agissant sur le gain d'étage. — Etage inverseur de phase indépendant. — Dispositif utilisant le retour du spot pour le balayage. — Dispositif permettant d'obtenir en un point donné une impulsion positive, quel que soit le sens du signal d'attaque. — Oscillateur-modulateur. — Générateurs de signaux rectangulaires. — Le commutateur électronique. — Quelques applications du commutateur électronique. — Réalisation d'un commutateur électronique.	122
CHAPITRE VI. — LES REALISATIONS DE L'INDUSTRIE. — Oscillographe type « service » : le modèle OC80 du Laboratoire Industriel Radioélectrique. — Oscillographe type « recherche » : le modèle 263B Ribet et Desjardins. — Oscillographe type « normal » : le modèle G.M. 3152 Philips. — Oscillographe destiné aux ateliers de construction mécanique.....	148

★ Les Meilleurs Livres de Radio ★

- 40 ABAQUES DE RADIO, par A. DE GOUVENAIN. — Recueil d'abaques pour la solution rapide de nombreux problèmes de radioélectricité.
40 planches 24-32 cm. accompagnées d'une brochure de 72 pages contenant les notions de théorie, le mode d'utilisation et de nombreux exemples numériques 1.000 fr.
- AIDE-MEMOIRE DU DEPANNEUR, par W. SOROKINE. — Codes des courants, données numériques, calcul, réalisation et réparation des résistances, condensateurs, inductances et transformateurs 240 fr.
- ALIGNEMENT DES RECEPTEURS, par W. SOROKINE. — L'alignement dans tous ses détails pratiques..... 75 fr.
- AMELIORATION ET MODERNISATION DES RECEPTEURS, par E. AISBERG. — L'art de modifier les vieux récepteurs pour les moderniser. 75 fr.
- LES ANTENNES DE RECEPTION, par J. CARMAN. — Un récepteur ne peut pas être meilleur que son antenne. Ce livre explique comment l'on peut obtenir le résultat optimum de chaque type d'antenne.... 100 fr.
- LES APPLICATIONS DE L'ELECTRONIQUE, par V. MALVEZIN. — L'étude des applications industrielles des lampes électroniques et des cellules photoélectriques..... 200 fr.
- BASES DE L'ELECTRONIQUE, par H. PIRAUX. — Un exposé simplifié des récents progrès de la physique et de la chimie nucléaire..... 200 fr.
- BLOCS D'ACCORD, par W. SOROKINE. — Schémas d'utilisation, commutation, connexion, alignement et particularités des principaux blocs accord-oscillateur industriels 150 fr.
- LES BOBINAGES RADIO, par H. GILLOUX. — Etude théorique et pratique des bobinages d'un récepteur..... 200 fr.
- DEPANNAGE DES POSTES DE MARQUE, par W. SOROKINE. — Une documentation pratique sur les pannes courantes des radiorécepteurs commerciaux 240 fr.
- DEPANNAGE PROFESSIONNEL RADIO, par E. AISBERG. — Toutes les méthodes les plus modernes de dépannage telles que le « signal-tracing » et de « dépannage dynamique »..... 120 fr.
- LABORATOIRE RADIO, par F. HAAS. — Tout ce qui concerne le laboratoire : sources de tension, instruments de mesure, voltmètre électronique, oscillographe cathodique, étalons d'impédance, etc..... 300 fr.
- MESURES RADIO, par F. HAAS. — Mesures des éléments (résistances, bobinages, condensateurs, lampes) et des récepteurs..... 450 fr.
- LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO, par L. GAUDILLAT. — Sous une forme pratique et condensée, toutes les caractéristiques de service, les culottages et équivalences des lampes européennes et américaines. 150 fr.
- MANUEL DE CONSTRUCTION RADIO, par J. LAFAYE. — Etude de la construction d'un châssis et du choix des pièces détachées.... 150 fr.
- Majoration de 10 % pour frais d'expédition (minimum 30 fr.)

- MANUEL PRATIQUE DE MISE AU POINT ET D'ALIGNEMENT, par U. ZELBSTEIN. — Guide complet de la vérification mécanique et statique des récepteurs. Explication détaillée de l'alignement..... 240 fr.
- MANUEL TECHNIQUE DE LA RADIO, par E. AISBERG, R. SOREAU et H. GILLOUX. — Formules, tableaux et abaques..... 200 fr.
- MATHEMATIQUES POUR TECHNICIENS, par E. AISBERG. — Cours complet d'arithmétique et algèbre destiné aux techniciens. Nombreux problèmes avec leurs solutions..... 450 fr.
- METHODE DYNAMIQUE DE DEPANNAGE ET DE MISE AU POINT, par E. AISBERG et A. et G. NISSEN. — Mesure des principales caractéristiques des récepteurs; relevé des courbes correspondantes; application à la mise au point, au contrôle de fabrication et au dépannage.. 200 fr.
- 100 PANNES, par W. SOROKINE. — Etude pratique de 161 pannes types. Diagnostic et remèdes. Edition entièrement refondue..... 200 fr.
- LA PRATIQUE DE L'AMPLIFICATION ET DE LA DISTRIBUTION DU SON, par R. DE SCHEPPER. — Les principales notions d'acoustique; description des différents types de pick-up, microphones et haut-parleurs; calcul, réalisation et installation des amplificateurs..... 450 fr.
- LA PRATIQUE RADIOELECTRIQUE, par ANDRÉ CLAIR. — L'étude d'une maquette de récepteur. Première partie : La conception.. 150 fr.
- LA PRATIQUE RADIOELECTRIQUE, par ANDRÉ CLAIR. — Seconde partie : La réalisation..... 150 fr.
- PRINCIPE DE L'OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE, par R. ASCHEN et R. GONDRY. — Etude des tubes cathodiques et des dispositifs auxiliaires. 150 fr.
- SCHEMAS D'AMPLIFICATEURS BASSE-FREQUENCE, par R. BESSON. — 18 schémas d'amplificateurs de 2 à 40 watts avec description détaillée des accessoires et particularités de chaque montage..... 200 fr.
- SCHEMAS DE RADIORECEPTEURS, par L. GAUDILLAT. — Schémas de récepteurs alternatifs et universels avec valeurs de tous les éléments.
Fascicule premier (32 pages, 21-27)..... 150 fr.
Fascicule deuxième (32 pages, 21-27)..... 150 fr.
- SCHEMATEQUE 40. — Documentation technique de 142 schémas. 240 fr.
- FASCICULES SUPPLEMENTAIRES DE LA SCHEMATEQUE. — Ces brochures, actuellement au nombre de 25, complètent la documentation précédente. Chacune contient de 20 à 25 schémas.
Chaque fascicule de 32 pages..... 75 fr.
- TRANSFORMATEURS RADIO, par Ch. GUILBERT. — Calcul et réalisation de tous transformateurs (alimentation et B.F.) et inductances. Conception des amplificateurs B.F. 200 fr.
- TOUTES LES LAMPES, par M. JAMAIN. — Tableau mural en couleurs donnant instantanément les culottages de toutes les lampes de réception. 50 fr.
- Majoration de 10 % pour frais d'expédition (minimum 30 fr.)

Société des Éditions Radio 9, rue Jacob - PARIS (6^e)
C. Ch. P. PARIS 116-34

DEUX GRANDES REVUES DE RADIOÉLECTRICITÉ

**TOUTE
LA
RADIO**

**REVUE MENSUELLE
DE TECHNIQUE**
Expliquée et Appliquée

FONDÉE EN 1934

Directeur : **E. AISBERG**

Réception — Emission — Télévision — Sonorisation —
Amplification B.F. — Electronique — Laboratoire — Atelier
— Dépannage — Electroacoustique — Ondes courtes et
Ultra-courtes — Revue critique de la presse étrangère

NUMÉRO SPÉCIMEN CONTRE 100 FR.

RADIO
*constructeur
& dépanneur*

**REVUE MENSUELLE
PRATIQUE DE
RADIO ET TÉLÉVISION**

FONDÉE EN 1936

Rédacteur en Chef : **W. SOROKINE**

Réalisations pratiques de récepteur, amplificateurs et
appareils de mesures avec schémas, photos, et
plans de câblage — Documentation technologique —
Schémas de dépannage, etc.

NUMÉRO SPÉCIMEN CONTRE 60 FR.

Ces deux revues ne sont pas vendues chez les marchands de journaux

Le meilleur moyen d'en avoir le service régulier est de souscrire un abonnement

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob — PARIS-VI • Compte Chèques Postaux : Paris 1164-34