

L'OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE

PAR

M. NADLER
M. S. E. E.

TRADUIT PAR

H. ABERDAM
Ancien élève de l'Ecole Polytechnique

PARIS



92, RUE BONAPARTE (6^e)

1957

L'OSCILLOGRAPHE
CATHODIQUE

L'OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE

PAR

M. NADLER

M. S. E. E.

TRADUIT PAR

H. ABERDAN

Ancien élève de l'École Polytechnique

PARIS



92, RUE BONAPARTE (6^e)

1957

Cet ouvrage est la traduction autorisée,
d'après le texte anglais, de l'ouvrage publié
en langue tchèque, sous le titre :

ELEKTRONKOVÝ OSCILLOGRAF

par STATNI NAKLATELSTVÍ TECHNICKÉ LITERATURY
à Prague (Tchécoslovaquie)

Tous droits réservés

Imprimé en France

TABLE DES MATIÈRES

	Pages
CHAPITRE I. — INTRODUCTION	1
1. 1 Objet	1
1. 2 Des courbes en physique.	2
1. 3 Historique sommaire des oscillographes cathodiques	6
CHAPITRE II. — LES TUBES A FAISCEAUX CATHODIQUES. .	12
2. 1 L'électron	12
2. 2 Constitution d'un tube à faisceau d'électrons.	17
2. 3 Tubes à déviation magnétique.	39
CHAPITRE III. — TRACÉS ET COURBES	44
3. 1 Tracé des courbes	44
3. 2 Les figures de Lissajous	53
3. 3 Les courbes en coordonnées paramétri- ques	58
3. 4 Les familles de courbes.	59
3. 5 Les courbes en coordonnées polaires.	61
3. 6 Présentation à trois dimensions.	64
CHAPITRE IV. — ALIMENTATION POUR OSCILLOGRAPHES CA- THODIQUES.	68
4. 1 Conditions auxquelles doit satisfaire un bloc d'alimentation pour oscillogra- phes cathodiques.	68
4. 2 Brillance et concentration	68
4. 3 Cadrage	72
4. 4 Circuit anti-astigmatique	81
4. 5 Alimentations haute tension.	83
4. 6 Alimentations stabilisées.	88
4. 7 Transformateurs et inductances pour oscillographes.	93
4. 8 Oscillographes fonctionnant sur batte- ries	95

TABLE DES MATIÈRES

	Pages
CHAPITRE V. — AMPLIFICATEURS D'OSCILLOGRAPHES	97
5. 1 Utilité des amplificateurs et atténua- teurs pour oscillographes	97
5. 2 Étage de sortie d'un amplificateur de déflexion	98
5. 3 Le problème général des amplificateurs pour oscillographes.	119
5. 4 Atténuateurs (Commandes de gain). . .	126
5. 5 Amplificateur XX' (horizontal)	132
CHAPITRE VI. — BASES DE TEMPS	134
6. 1 Bases de temps linéaires normales et syn- chronisation.	134
6. 2 Bases de temps sinusoïdales	184
6. 3 Bases de temps circulaires.	190
6. 4 Modulation en brillance.	191
6. 5 Bobines de déflexion pour la déviation magnétique.	197
CHAPITRE VII. — LES OSCILLOGRAPHES ET LEURS AUXI- LIAIRES	205
7. 1 Les éléments d'un oscillographe. . . .	205
7. 2 Oscillographes complets	212
7. 3 La réalisation des oscillographes . . .	218
7. 4 Coup d'œil sur les appareils auxiliaires des oscillographes.	222
7. 5 Sondes pour oscillographes.	224
7. 6 Commutateur électronique et généra- teur de signaux rectangulaires.	229
7. 7 Appareils destinés à déterminer les courbes de reponse en fréquence . . .	232
7. 8 Étalonnage en amplitude.	246
7. 9 Déplacement du signal d'entrée dans le temps	247
CHAPITRE VIII. — ÉTALONNAGE ET ENTRETIEN DES OSCIL- LOGRAPHES CATHODIQUES	252
8. 1 Contrôle sommaire du fonctionnement d'un oscillographe	252
8. 2 Étalonnage et linéarité de la base ; durée de retour du spot	255
8. 3 Étalonnage de l'amplificateur YY' . .	256
8. 4 Étalonnage en phase de l'amplifica- teur XX'	265
8. 5 Précautions à prendre avec les oscil- lographes cathodiques	269
8. 6 Réglage d'un oscillographe.	273

CHAPITRE PREMIER

INTRODUCTION

1. 1. — **Objet.**

Ce livre est un essai destiné à aider le lecteur à utiliser le mieux possible cet instrument tout à fait universel qu'est l'oscillographe cathodique. Il paraît chaque année dans toutes les langues des centaines d'articles décrivant de nouvelles applications de l'oscillographe cathodique — en particulier pour des mesures. Des milliers d'autres articles contiennent des représentations d'oscillogrammes. Si le présent ouvrage avait pour but d'étudier tous ses usages possibles, ou de représenter des modèles de tous les types d'oscillographes, il serait trop volumineux, trop désordonné et trop onéreux pour remplir son office.

Un ouvrage américain récent sur l'oscillographe renferme « 1600 dessins de formes d'onde, avec les harmoniques constitutifs de chacun. » Ainsi que les descriptions et les schémas complets des 70 oscillographes différents fabriqués aux U.S.A. de 1944 à 1954. Dans ces conditions, les auteurs sont arrivés à remplir un millier de pages.

On s'est efforcé, dans le présent ouvrage, de se concentrer sur certains sujets fondamentaux concernant l'étude de l'oscillographe cathodique. Ces sujets ont été choisis de manière à faire comprendre l'étendue des possibilités de cet appareil. Les principes qui ont guidé la rédaction de cet ouvrage sont la compréhension des nécessités de la technique de l'oscillographe, et non l'établissement de projets de réalisation d'oscillographes.

Un oscillographe est un appareil servant à tracer des courbes représentant le comportement de systèmes physiques. Un oscillographe cathodique est un oscillographe à faisceau d'électrons, dans lequel les courbes sont tracées sur un écran fluorescent par l'impact d'un faisceau électronique émis par la

cathode. Alors que l'oscillographe cathodique *n'enregistre* pas de courbes (sauf si l'on utilise une caméra auxiliaire) et mérite plutôt le nom d'oscilloscope, le premier terme est tellement répandu qu'il semble définitivement fixé en France.

Les tubes à faisceau d'électrons ne sont pas tous des oscillographes — il n'y a qu'à considérer les récepteurs de télévision. Un cas plus difficile à trancher est celui du RADAR. Ici le tube électronique sert à mesurer des distances, déceler des objets, etc. En toute rigueur, les radars sont des oscillographes destinés à des applications particulières. Mais, vu l'abondance de la littérature traitant en détail de la question du radar, il est tout à fait superflu d'en parler dans cet ouvrage. On étudiera quelques utilisations particulières des oscillographes quand on estimera que cela pourra contribuer au but recherché, c'est-à-dire à permettre à la science, la technologie et l'industrie d'utiliser le plus largement et avec le maximum de profit les techniques oscillographiques.

1. 2. — Des courbes en physique.

On a dit qu'un oscillographe trace des courbes représentant le comportement de systèmes physiques. Citons comme phénomènes physiques le mouvement d'objets matériels dans le temps et l'espace, conformément à certaines lois physiques bien définies. Il peut s'agir de corps macroscopiques, comme en astronomie, ou, au contraire, d'électrons échangés au cours d'une réaction chimique, etc. Suivant l'état de nos connaissances sur un système particulier, on peut formuler ces lois avec plus ou moins de précision. C'est ainsi que l'on mesure le mouvement d'ensemble des électrons dans un conducteur métallique sous une différence de potentiel variant très lentement par le courant électrique correspondant. Si l'on mesure à tout instant cette différence de potentiel, et le courant passant dans le fil, on trouve une relation linéaire, la loi d'Ohm : $\frac{E}{I} = R$.

On ne peut, naturellement, utiliser l'oscillographe que quand on peut transformer les variations des quantités à mesurer en variations correspondantes de courant ou de potentiel électriques. Comme on le montrera plus loin (§ 3-12), on peut facilement transformer un *temps* en une variation de tension, qu'on utilisera

comme variable indépendante de la courbe tracée sur l'écran de l'oscillographe. On peut de même transformer, par des moyens magnétiques, photoélectriques, électrostatiques, etc., les vibrations d'une masse de métal en variations de tension correspondantes, qu'on pourra alors appliquer sur l'axe des y comme variable dépendante. C'est ainsi qu'on peut utiliser l'oscillographe pour détecter les fréquences de résonance de machines tournantes l'amplitude de leurs vibrations, etc.

1. 21. — Étude mathématique des systèmes physiques.

En général les systèmes physiques ne sont pas linéaires. On peut très souvent représenter leur comportement par une

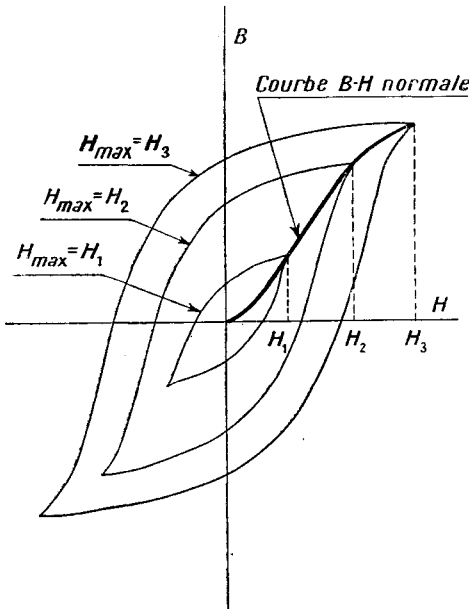


FIG. 1-21 a. — Famille de courbes d'hystérésis.

seule courbe ; autrement dit, on peut, par des changements d'échelle appropriés, tracer une courbe représentant le comportement du système pour n'importe quel ensemble de valeurs

numériques de ses constantes. Dans ce cas, des mesures sur un modèle à échelle réduite permettent de prévoir le comportement d'un prototype en vraie grandeur.

Toutefois, certaines mesures qui nous intéressent concernent des systèmes dans lesquels la variation d'une grandeur modifie la courbe reliant deux autres variables. Un des exemples les plus connus est le réseau des courbes d'hystérésis relevées sur le fer destiné aux machines électriques (fig. 1-21 *a*).

La variable pour chaque famille de courbes est, ici, la valeur maximum de H . Si tous les phénomènes physiques obéissaient à des lois dans lesquelles on mesure aussi facilement les variables que dans le cas de la loi d'Ohm, on pourrait calculer entièrement leur comportement. Évidemment, quand les équations seraient très compliquées, ou le nombre de variables très élevé, le calcul serait impraticable — mais, en théorie, les résultats obtenus devraient concorder très exactement avec les résultats des mesures. Et c'est souvent le cas. L'histoire de la Physique note l'accord toujours meilleur entre les résultats de la théorie et ceux de l'expérience. Mais il arrive souvent que les variables qui entrent dans nos équations sous forme de constantes « connues » ne le soient que très grossièrement, ou même varient au cours de l'évolution du phénomène. On peut parfois négliger dans les équations elles-mêmes de nombreux facteurs qu'on croit (ou qu'on espère) négligeables dans le cas considéré. Alors, nos calculs décrivent seulement qualitativement le comportement du système en question, et ne sont que des guides grossiers.

1. 22. — Le rôle de l'oscillographe.

En raccordant, de manière appropriée, un oscillographe au système, on peut faire tracer instantanément des courbes par cet instrument. Et ici il n'y a pas d'évaluation, pas de devinettes, pas de négligence de petites variations de certaines quantités, ni de transformation forcée de systèmes non linéaires en équations linéaires. En bref, l'oscillographe résout en quelque sorte les équations du système physique réel étudié, et les transforme instantanément en courbes, car il mesure le comportement réel de ce système. Tout cela semble des lieux communs. Toutefois ce n'est qu'en tirant toutes les conséquences de ces idées, et en les appliquant qu'on obtiendra le maximum d'un oscillographe.

1. 23. — Structure de l'oscillographe électronique (ou cathodique).

L'oscillographe cathodique dérive du tube à faisceaux d'électrons (ou, en bref « tube cathodique »), qui permet de « visualiser » sous forme de courbes tracées sur son écran fluorescent les variations de tension appliquées à ses deux paires de plaques déflectrices. La constitution et le fonctionnement du tube cathodique sont décrits au chapitre II. Il faut appliquer au tube et à

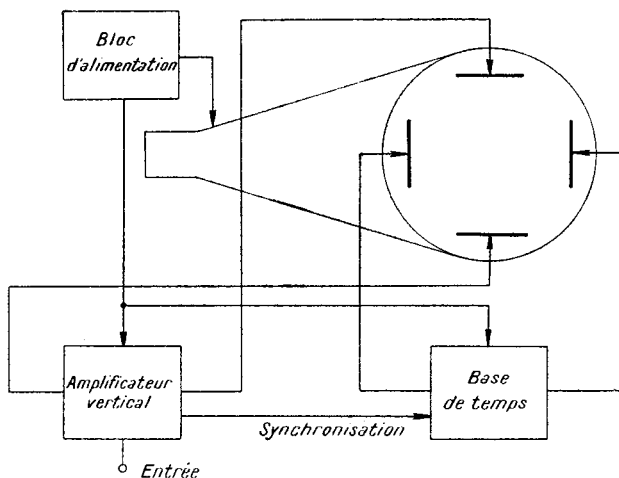


FIG. 1-23 a. — Schéma d'un oscillographe courant.

ses circuits associés des tensions convenables provenant d'un bloc d'alimentation (Cf. Chapitre IV). Il est nécessaire de disposer d'amplificateurs, décrits au Chapitre V, pour amplifier suffisamment les signaux faibles afin qu'ils donnent lieu à un déplacement suffisant de la trace fluorescente (ou « spot »). Enfin, pour pouvoir afficher des tensions variant en fonction du temps, les oscillographes courants comprennent en général une base de temps — dont on étudie les divers types au chapitre VI. On étudie au chapitre VII divers modèles d'oscillographes complets. On donnera ici simplement un schéma fonctionnel représentant les relations mutuelles de ces éléments fondamentaux de l'oscillographe cathodique (fig. 1-23 a).

Les autres chapitres de cet ouvrage traitent de questions en rapport avec l'emploi de l'oscillographe. Une fois le lecteur au courant de la constitution d'un tube cathodique, le chapitre III explique les diverses courbes tracées sur l'écran fluorescent tant du point de vue de la déviation du faisceau que de celui de leur signification physique. Le chapitre VII a pour but de compléter l'étude de l'oscillographe cathodique en tant qu'appareil de laboratoire.

1. 3. — Historique sommaire des tubes cathodiques.

Ce n'est qu'en 1893 que le français BLONDEL construisit le premier oscillographe électrodynamique, qui n'est donc guère plus vieux que le premier oscillographe cathodique, conçu en 1894, et réalisé pour la première fois — grossièrement — par BRAUN en 1897. Les oscillographes électromécaniques actuels ne diffèrent pas beaucoup du modèle primitif de Blondel. Ce n'est pas le cas pour « le tube de Braun ».

Les premiers tubes étaient loin d'être des merveilles de laboratoire : un jour, le démonstrateur pouvait obtenir une image représentant vaguement le phénomène étudié, mais, comme par hasard, il ne fonctionnait pas le lendemain. Le spot était large, du fait de l'absence de procédé de concentration, sa brillance faible, et les déviations étaient loin d'être linéaires. Comme le seul moyen de concentrer les électrons émis par les cathodes froides des débuts était l'emploi de champs électriques intenses, on utilisait des tensions de l'ordre de 15 à 50 kV, obtenues à l'aide d'une machine électrostatique qu'on faisait tourner à la main. Le professeur français A. DUFOUR amena les oscillographes à haute tension et cathode froide à un stade de perfectionnement très satisfaisant — voisin des réalisations modernes — dès 1914(1). Le Russe I. STEKOLNIKOV et ses collaborateurs ont amélioré considérablement cet instrument pour l'observation de phénomènes ultra-rapides.

Le tube cathodique à faible tension et cathode chaude fut le dernier à être réalisé sous sa forme moderne. Toutefois c'est actuellement le type d'oscillographe le plus employé.

(1) La revue *L'onde électrique* signala, vers 1922, des enregistrements d'ondes de fréquence 220 000 000 Hz obtenus par DUFOUR (N. du Trad.).

Il a fallu résoudre de nombreux problèmes au cours de la mise au point de l'oscillographe cathodique : grande finesse du spot, brillance, déviation linéaire, sensibilité élevée du système déflecteur, etc. Des chercheurs de tous les pays contribuèrent à la solution de ces problèmes. Quelquefois, ces recherches aboutirent à des impasses. C'est ainsi que la présence d'une petite quantité de gaz dans le tube facilitant la concentration du faisceau d'électrons, on utilisa longtemps des tubes à concentration par gaz. Ces tubes étaient à déviation non linéaire, et ne fonctionnaient pas aux fréquences élevées. Le bombardement ionique de la cathode limitait leur durée. Toutefois leur introduction fut un grand progrès, et rendit pour la première fois possible l'utilisation sur une grande échelle au laboratoire des oscillographes cathodiques.

Bien que les premiers tubes eussent de nombreux défauts, c'étaient déjà des appareils de laboratoire intéressants pour les recherches techniques.

La technique actuelle comporte une grande part d'électronique. Le tube cathodique fut un précurseur du développement de l'électronique. Ce fut un certain modèle de tube cathodique qui permit au physicien anglais J.J. THOMSON de démontrer l'existence de l'électron et de mesurer le rapport $\frac{e}{m}$ de sa charge à la masse, l'année de la publication du travail historique de Braun. La première cathode recouverte d'oxyde fut celle utilisée en 1905 par WEHNELT en vue d'obtenir une émission suffisante pour réduire la tension d'anode de dizaines de kilovolts à un chiffre plus raisonnable, inférieur à 1 000 V.

C'est ainsi que dès le début, les laboratoires ont pu utiliser le tube cathodique pour des recherches sur l'électronique. Dès qu'on eut mis au point les premiers tubes amplificateurs triodes, on utilisa l'oscillographe pour déterminer leurs caractéristiques. Quand on eût réalisé les premiers répéteurs téléphoniques, on mesura leurs caractéristiques de linéarité et de réponse en fréquence à l'aide d'un oscillographe.

1. 31. — Oscillographie et télévision.

Citons comme exemple frappant de l'appui mutuel que se portèrent deux branches de la technique l'histoire du tube

cathodique en tant qu'élément principal de l'oscillographe (instrument de mesure) et de la télévision (moyen de transmission). Il est à peine nécessaire de rappeler au lecteur que, sans le tube cathodique à images, il n'y aurait pas de postes de télévision pour l'usage domestique. La télévision serait très primitive si l'on ne disposait pas d'oscillographe cathodique pour « voir » les tensions en chaque point de la caméra, de l'émetteur et du récepteur de télévision. Mais le lecteur sera peut-être surpris d'apprendre que l'état actuel de perfectionnement du tube cathodique résulte directement de la nécessité de disposer de tubes à images convenables. C'est au cours de la mise au point de ces derniers qu'il devint le tube remarquable, presque sans défaut, et relativement peu coûteux que nous connaissons aujourd'hui. En fait, l'oscillographe cathodique et la télévision avaient des rapports si étroits que pratiquement tous les ouvrages sur l'oscillographe cathodique publiés avant 1939 contenaient de nombreux renseignements sur la technique de la télévision.

Ce n'est que dix ans après que BRAUN eut réalisé le premier tube oscillographe grossier qu'un physicien russe, B. ROSING, décrit, en 1907, le premier système utilisable de télévision électronique. Son invention comprenait déjà tous les éléments principaux des systèmes actuels de télévision, à l'exception de la synchronisation des bases de temps indépendantes engendrées dans le récepteur par des impulsions émises par l'émetteur, et du balayage électronique de l'image à l'émission, à cause de l'absence d'appareils convenables tel l'*iconoscope* (1). Il utilisait un ensemble de miroirs tournants pour balayer le sujet, une cellule photoélectrique pour engendrer un signal d'amplitude proportionnelle à la brillance de l'image, un système de modulation de la brillance du faisceau électronique en fonction du signal émis par la cellule photoélectrique et pour provoquer le déplacement du spot sur le tube à image en synchronisme avec la rotation des miroirs (fig. 1-31 a).

L'année suivante, un Anglais, M. A. Campbell SWINTON publia un *projet* d'appareil de télévision à rayons cathodiques, utilisant

(1) Voir *La Photoélectricité et ses applications*, par V.-K. ZWORYKIN et E.-G. RAMBERG. Traduction H. ABERDAM (Dunod éditeur — Paris 1953). N. DU TRAD.

le même système de balayage que celui de ROSING, en ajoutant que la caméra devrait comporter un tube à rayons cathodiques pour capter l'image. Avant la guerre, on reconnaissait volontiers dans les publications d'Europe occidentale, la priorité de Rosing en matière de télévision. En fait, une des principales

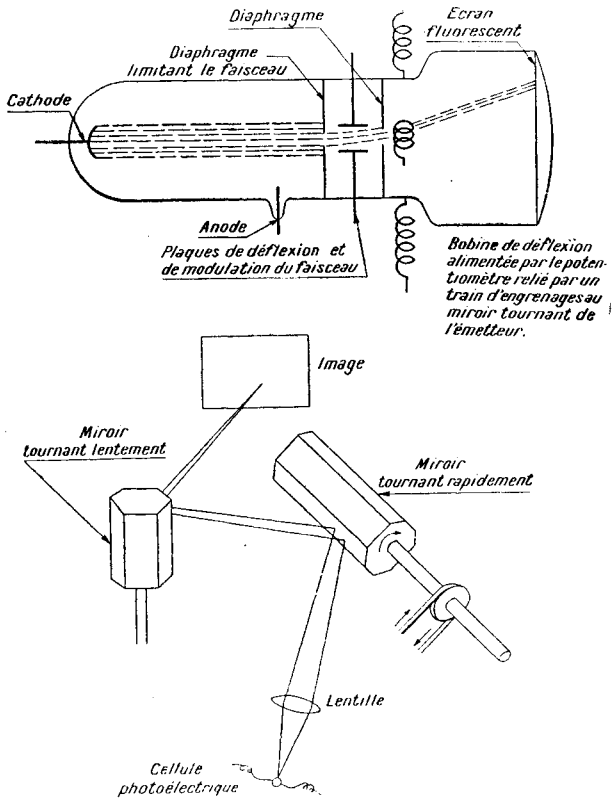


FIG. 1-31 a. — Système de télévision de Rosing (1907).

personnalités américaines se consacrant aux recherches de télévision, ZWORYKIN, né en Russie et élève de ROSING avant la guerre 1914-18, écrivait : « Le balayage électronique dans le tube d'examen, mis heureusement en évidence par ROSING en 1907, et

proposé dans le tube capteur par Campbell SWINTON, en 1908... » (souligné par l'auteur) (1).

Un point de vue plus net fut exprimé par P. HÉMARDINQUER qui écrivait en 1937 : « Le procédé d'analyse n'était pourtant pas sans reproche, et surtout le système de modulation du faisceau cathodique était insuffisant : mais le principe même est tout à fait remarquable, et sera peut-être considéré par la suite, dans l'histoire de la télévision cathodique, comme aussi essentiel que l'invention de NIPKOW ou de WEILLER pour la télévision électromécanique » (2).

Outre le balayage et la modulation, principes essentiels de la télévision électronique, ROSING inventa également un système de modulation de vitesse, procédé de transmission des images utilisé antérieurement à l'invention de l'icône par ZWORYKIN, et qui n'a jamais été complètement abandonné. Il réalisa en 1927 un tube cathodique dont le spot avait le diamètre, incroyablement réduit pour l'époque, de 0,1 mm.

Les conditions auxquelles doit satisfaire le tube à rayons cathodiques utilisé en télévision sont beaucoup plus rigoureuses que dans le cas de l'oscillographe. Du fait qu'on a essayé de satisfaire à ces conditions, le tube cathodique a été porté à un degré de perfectionnement satisfaisant à toutes les exigences de l'oscillographie ». Les principales conditions à satisfaire en télévision sont les suivantes :

1. Linéarité des déflexions jusqu'aux bords de l'écran.
2. Concentration uniforme et poussée jusqu'aux bords de l'écran.
3. Concentration indépendante de l'intensité du faisceau.
4. Modulation à peu près linéaire de l'intensité du faisceau par la tension grille.

Il suffit que les oscillographes satisfassent aux deux premières conditions ; les deux dernières sont avantageuses, mais non essentielles. Les principaux chercheurs ayant collaboré à la solution de ces problèmes sont ROSING, ROJANSKY, MANDELSTAMM, ZWORYKIN, VON ARDENNE et BEDFORD.

(1) ZWORYKIN et MORTON, *Télévision*, New-York, 1940, p. 243.

(2) P. HÉMARDINQUER, *L'oscillographe cathodique*, Paris, 1937, p. 82.

1. 32. — Production en série de tubes pour oscillographes cathodiques.

Dans les dernières années ayant précédé le début de la guerre 1939-1945 le tube à rayons cathodiques avait atteint un stade d'évolution tel qu'on pouvait fabriquer en séries importantes un tube satisfaisant et à un prix relativement bas. Dans ces conditions, l'oscillographe cathodique commença à se répandre ailleurs que dans les laboratoires scientifiques et de recherches et à être utilisé sur une grande échelle dans l'industrie et même par les radio-dépanneurs.

Pendant la guerre, évidemment, la quantité d'appareils électroniques nécessaire sur les théâtres d'opérations exigea une production en très grande série d'oscillographes pour la mise au point, la fabrication, l'entretien, ainsi que d'innombrables tubes pour les services réellement opérationnels comme le Loran et le Radar. Après la guerre, des milliers de ces tubes électroniques tombèrent, grâce aux ventes de surplus, dans les mains des amateurs.

CHAPITRE II

LES TUBES A FAISCEAUX ÉLECTRONIQUES, OU « CATHODIQUES »

2. 1. — L'électron.

Un tube d'oscillographe cathodique est un tube cathodique à vide élevé dans lequel un faisceau d'électrons trace des courbes sur un écran fluorescent placé à l'extrémité du tube, de manière que ces courbes soient visibles de l'extérieur du tube. La densité des électrons à l'extrémité du faisceau est de l'ordre de 2×10^9 électrons/cm³ (en se basant sur un spot de 0,1 mm de diamètre, d'un faisceau de 50 μA et une tension anodique de 1 000 V).

2. 11. — Masse et charge de l'électron.

L'électron est une particule matérielle élémentaire. Il est impossible de décrire de manière complète le mouvement et les propriétés de l'électron, comme on le ferait dans le cas d'une boule de billard par exemple. Mais si l'on effectue une mesure sur un grand nombre d'électrons, un faisceau par exemple, on peut décrire de manière très précise le comportement de l'ensemble. En fait, si les différences de potentiels dans le système étudié sont inférieures à 6 000 volts, il n'y a pas lieu de faire de *correction de relativité*, et l'on peut considérer les électrons comme de petites boules de billard, de masse *invariable*, et portant une charge électrique négative.

Masse de l'électron « au repos » $m_0 = 9 \times 10^{-28} \text{ g} = 9 \times 10^{-31} \text{ kg}$.
Charge de l'électron $e = 1,59 \times 10^{-19} \text{ coulomb}$.

« Au repos » est entre guillemets parce qu'on ne peut pas mesurer la masse d'un électron au repos. Un électron en mouve-

ment a toujours une masse différente, donnée par la formule relativiste

$$m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2}} \quad 2-11 A$$

où m est la masse mesurée pour un électron ayant une vitesse v , c étant la vitesse de la lumière ($2,998 \times 10^{10}$ cm/s) dans le vide. Pour une vitesse de 40 000 km/s (environ 4 000 V), la correction à faire subir à la masse n'est que de l'ordre de 1% (cf. fig. II-12a). Quand la vitesse se rapproche de celle de la lumière, on voit que la masse augmente rapidement avec la vitesse. Un oscillographe russe réalisé récemment utilise des vitesses d'inscription atteignant les 2/3 de celle de la lumière (200 000 km/s), provoquant une augmentation de 35% de la masse des électrons (1).

2. 12. — Action d'un champ électrique.

Les électrons sont soumis, dans un champ électrique, à une force E , donnée par la relation

$$F = -eE = e \frac{dV}{dx} \quad 2-12 A$$

où E est l'intensité du champ électrique, et V la différence de potentiel entre la source d'électrons et le point où l'on calcule la vitesse, en négligeant les vitesses initiales des divers électrons. Mais l'accélération a d'un électron est proportionnelle à F , si bien qu'on a :

$$m_0 a = -eE \quad 2.12 B$$

La vitesse du faisceau d'électrons, dans un champ électrique, est donnée par

$$v = \sqrt{2 \cdot \frac{e}{m_0} V} \quad 2.12 C$$

Il est sous-entendu ici que le terme « vitesse du faisceau d'électrons » s'applique à la vitesse moyenne des électrons composant le faisceau dans un plan perpendiculaire à l'axe de ce faisceau.

La formule 2.12 C s'applique seulement aux faisceaux d'élec-

(1) STEKOLNIKOV, Dokl. Akad. Nauk. (C.R. de l'Académie des Sciences. U.R.S.S.), 54, (1948), n° 6, p. 499-502.

trons lents, au-dessous de 6 000 V, à cause de la variation de masse pour les faisceaux plus rapides. Comme l'énergie cinétique et par conséquent la vitesse d'un faisceau d'électrons ne dépendent que de la différence de potentiel, il est fréquent que l'on confonde ces trois grandeurs et qu'on les exprime indifféremment toutes trois en électrons volts ou en volts, alors que la vitesse devrait plus correctement être exprimée en mètres par seconde.

Il est entendu, dans ce cas, que le potentiel du faisceau en un point est la différence entre le potentiel au point considéré et le potentiel au point d'émission (en général la cathode) du faisceau. Les oscillographes normaux de laboratoire utilisent

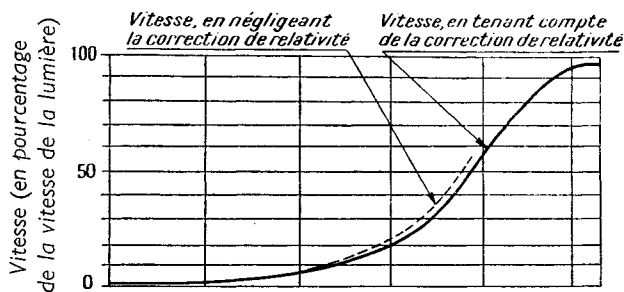


FIG. 2-12 a. — Vitesse d'un faisceau en fonction du potentiel accélérateur.

des potentiels atteignant jusqu'à 2 000 V, et certains, destinés à l'enregistrement photographique, montent jusqu'à 4 à 5 000 V. Les formules relatives aux faibles vitesses indiquées ci-dessus s'appliquent alors. La figure 2-12a représente la variation réelle de la vitesse en fonction du potentiel. On remarquera la tendance asymptotique vers la vitesse de la lumière, qu'un électron ne peut dépasser.

2. 13. — Action d'un champ magnétique.

Un faisceau d'électrons qui se meut dans un champ magnétique uniforme est soumis à une force perpendiculaire à la fois au champ magnétique et à la projection de la vitesse du faisceau sur le plan perpendiculaire aux lignes de force du champ. Si la valeur absolue de la vitesse du faisceau est constante, il en est

de même pour la valeur absolue de la force. Mais une force constante toujours perpendiculaire à la direction du mouvement engendre un mouvement circulaire. Il en résulte que la projection de la trajectoire du faisceau sur un plan perpendiculaire au champ magnétique est circulaire. Plus la vitesse du faisceau — toutes choses égales d'ailleurs — est grande, plus le rayon du cercle est grand (fig. 2-13 a).

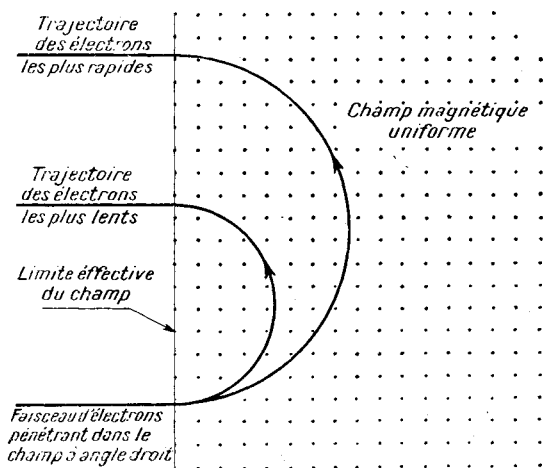


FIG. 2-13 a. — Mouvement d'un électron dans un champ magnétique uniforme.

2. 14. — Mouvement des électrons d'un faisceau en l'absence de champ.

Un petit trou dans une anode n'a, sauf à son voisinage immédiat, que peu d'influence sur le champ électrique. C'est ainsi que des électrons accélérés en direction de l'anode sont également accélérés en direction du trou. Cependant, bien que la masse de l'électron soit très faible, elle n'est pas nulle, et l'électron possède une certaine inertie. L'idée couramment admise d'après laquelle les électrons suivent les lignes de force d'un champ électrique est donc fautive : seule, la force agissant sur l'électron est toujours parallèle à la ligne de force; mais si la vitesse de l'électron a une composante suivant quelque autre direction, la trajectoire résultante

tante coupe obliquement les lignes de force. Les électrons se déplaçant en direction du trou passeront au travers en subissant seulement une légère et brève impulsion vers l'extérieur, due à la divergence des lignes de force au voisinage du trou, et qui aura pour seule conséquence que les électrons ne se déplaceront plus suivant des trajectoires parallèles au-delà du trou, mais divergeront légèrement. On a exagéré fortement cette divergence sur la fig. 2-14 a pour plus de clarté. Dans le cas présent, la divergence du faisceau due à la charge spatiale et aux autres causes de déconcentration sera beaucoup plus importante que ce phénomène de diffraction (§§ 2-15 et 2.251).

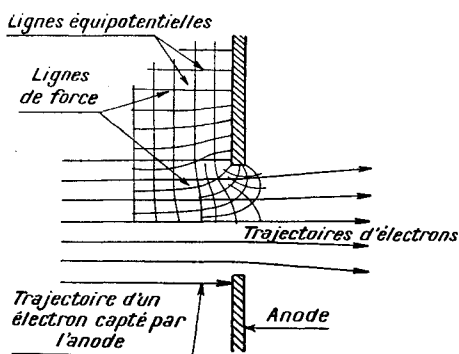


FIG. 2-14 a. — Faisceau d'électrons passant par l'ouverture d'une anode.

Comment se comporte le faisceau d'électrons au-delà du trou ? L'anode protège la région considérée contre l'influence du champ électrique, et le faisceau se trouve lui-même dans une région caractérisée par un champ nul, où il n'est soumis à aucune force, et il continue son chemin avec la même vitesse qu'il avait à la traversée du trou dans l'anode, et qui est fonction du potentiel de celle-ci.

2. 15. — Forces intérieures au faisceau.

Deux électrons isolés, à la distance moyenne indiquée dans le faisceau cité ci-dessus (§ 2-1), soit $0,8 \times 10^{-3}$ cm se repousseront mutuellement conformément à la loi de Coulomb avec une force telle que l'accélération au départ est de l'ordre de 4×10^{14} cm/s².

Mais la densité, des électrons dans ce faisceau est de 2×10^9 électrons/cm³. Si l'on considère uniquement les électrons à l'intérieur d'une sphère dont le rayon est égal à celui du faisceau, on obtient pour l'accélération radiale d'un électron sur la surface latérale du faisceau l'énorme valeur de 10^{18} cm/s². C'est à cause de cette colossale force de dispersion qu'on ne peut réaliser de faisceau d'électrons dont la section droite ait, à l'impact sur l'écran fluorescent, un diamètre utile inférieur à 0,1 mm environ.

2. 2. — Constitution du tube à faisceau d'électrons.

Il existe deux types fondamentaux de tubes à faisceau d'électrons : le tube à concentration et déviation électrostatiques, et celui à concentration et déviation électromagnétiques ; en télévision on utilise souvent un type intermédiaire, à concentration électrostatique et déviation électromagnétique. On étudiera surtout ici le tube entièrement électrostatique utilisé dans les oscillographes.

2. 21. — Description générale.

Les parties essentielles d'un tube électrostatique sont : le filament et la cathode, la grille, la première anode, la seconde anode, y compris le canon à électrons, les électrodes de déviation et de blindage électrostatique, et l'écran fluorescent (fig. 2-21 a). Les tubes modernes de haute qualité ont une troisième anode et une électrode de post-accelération (cf. §§ 2.24 et 2.27). Tout

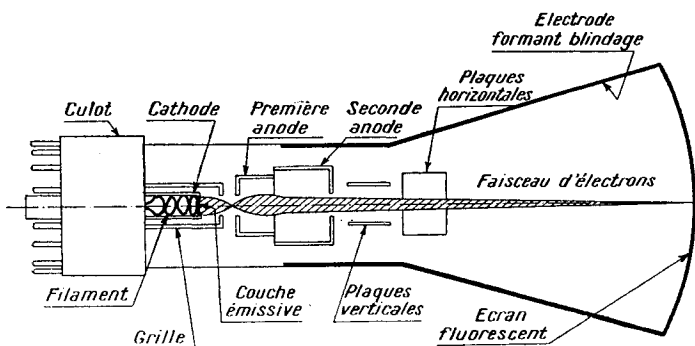


FIG. 2-21 a. — Éléments d'un tube cathodique type.

l'ensemble est enfermé dans une enveloppe étanche où règne un vide élevé. On se bornera à une étude qualitative du tube à faisceau d'électrons, et on examinera principalement les caractéristiques intervenant dans son fonctionnement.

2. 22. — La cathode.

La cathode d'un tube cathodique moderne est à chauffage indirect. Pour obtenir un faisceau étroit, elle a la forme d'un cylindre, revêtu à l'extrémité de la couche émissive d'oxyde. On a torsadé le filament (bifilaire) pour annuler son champ magnétique, qui provoquerait, dans le cas contraire, une déviation du faisceau à la fréquence du secteur (fig. 2-22a).

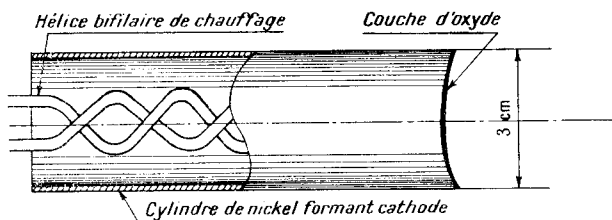


FIG. 2-22 a. — La cathode d'un tube à rayons cathodiques.

La vitesse des électrons émis par la cathode est faible, de 0 à 1,5 V, et presque orthogonale, au départ, à la surface de celle-ci.

2. 23. — La grille.

La grille du tube à faisceau d'électrons n'est pas, à proprement parler, une grille (treillis), et porte ce nom uniquement parce qu'elle commande la quantité d'électrons allant de la cathode aux autres électrodes du système — comme pour un tube amplificateur. C'est un cylindre ayant le même axe que celui de la cathode, percé d'un trou dans sa base face à la surface émettrice de la cathode, à travers lequel passent les électrons. Il est préférable de l'appeler *cylindre de concentration* ou *Wehnelt* du nom de son inventeur (1903). Son rôle est double : d'une part il commande la quantité d'électrons passant par le trou en agissant sur la surface émettrice effective, et d'autre part il les concentre à leur

point de concours en un faisceau très étroit un peu au-delà de son orifice de sortie (fig. 2-23 a).

Comme la lentille électronique au delà du Wehnelt (§ 2.24) forme une image du point de concours sur l'écran, on voit qu'il est possible d'améliorer la concentration du faisceau lorsqu'on réduit le courant transporté par le faisceau (ou « flux d'électrons »).

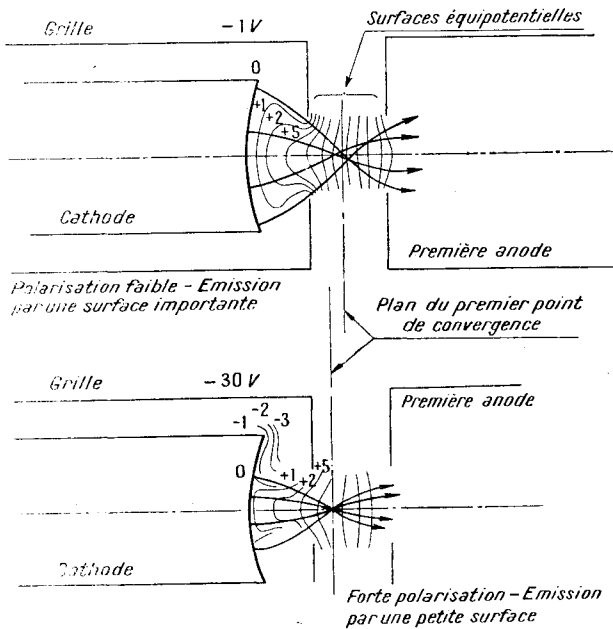


FIG. 2-23 a. — Contrôle par la grille d'un faisceau d'électrons.

Comme, cependant, le point de concours se rapproche de la cathode quand on augmente la polarisation du Wehnelt, chaque variation de brillance oblige à déplacer la commande de concentration pour réduire au minimum le diamètre du spot. Ce dernier dépend donc de la surface émettrice de la cathode, qui doit, par conséquent, rester petite. Si l'on rendait la grille positive par rapport à la cathode, l'émission deviendrait plusieurs fois plus intense que la valeur admise, tandis que la cathode serait bombardée par les ions positifs du gaz résiduel. Si cet état de choses

persistait même pendant un temps très court, il en résulterait une forte diminution du pouvoir émissif de la cathode, entraînant une réduction considérable de la brillance du spot. Bref, le tube serait *inutilisable*. Même si la cathode n'était pas détériorée d'une manière permanente, un flux d'électrons excessif « brûlerait » l'écran, laissant une tache sombre non fluorescente. La grille ne doit donc jamais devenir positive. En outre, il faut placer une résistance élevée dans le circuit extérieur, entre la grille et la cathode, pour limiter le courant grille.

2. 24. — Concentration du faisceau.

Il est évident que les électrons divergeront à nouveau au-delà de leur point de concours. Pour bien concentrer le faisceau sur l'écran, à distance relativement grande, il faut employer une *lentille électronique* (fig. 2-24a).

Le premier élément de cette lentille est la première anode, qui communique aux électrons une fraction appréciable de leur vitesse finale. La première anode comporte aussi plusieurs diaphragmes percés de petits trous, pour supprimer les électrons les plus extérieurs du faisceau, qui sont très difficiles à concentrer.

Le flux d'électrons principal ayant dépassé le dernier diaphragme parvient dans le champ électrostatique de concentration entre la première et la seconde anode. La seconde anode est

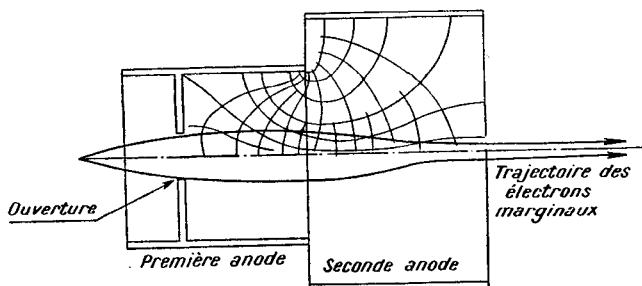


FIG. 2-24 b. — Champ électrique de concentration entre la première et seconde anode.

au potentiel principal d'accélération du tube, et la figure 2-24b représente le champ électrostatique en coupe. Les trajectoires des électrons sont d'abord fortement incurvées en direction de l'axe

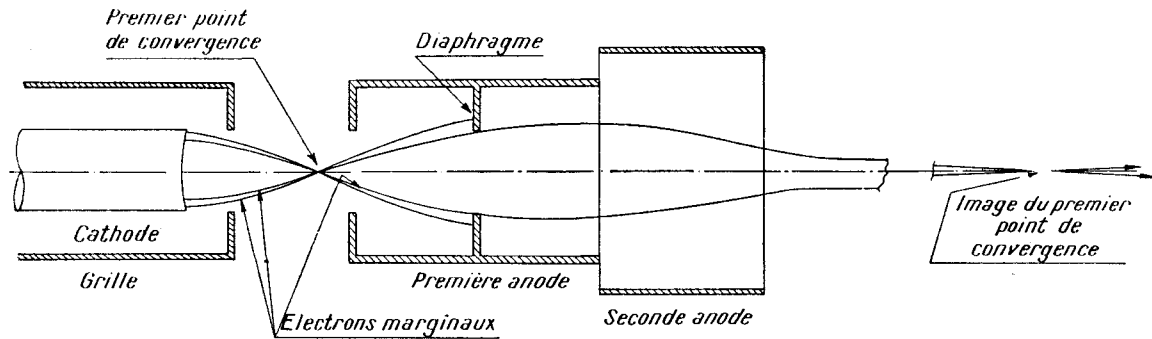


FIG. 2-24 a. — Ensemble du canon à électrons.

par les lignes de force aboutissant à ce dernier. Un peu plus loin à l'intérieur de cette lentille, les lignes de force sont sensiblement parallèles à l'axe, tandis qu'elles s'écartent de ce dernier un peu au-delà. Cependant, les électrons se meuvent si rapidement au-delà de ce point que le champ divergent ralentit seulement un peu la convergence du faisceau.

Le champ convergent de la lentille électronique communique aux électrons une vitesse radiale peu inclinée sur l'axe du faisceau. A cause de la répulsion provoquée par la charge spatiale du faisceau, cette vitesse radiale tend à s'annuler graduellement, puis à se transformer en une vitesse presque perpendiculaire à l'axe. C'est donc au point où la vitesse radiale est nulle que le diamètre du faisceau est minimum, ce qui doit, naturellement, se produire sur l'écran même dans un tube bien construit.

On peut ainsi comprendre pourquoi la finesse du spot augmente avec la vitesse du faisceau. D'une part, la durée d'action des forces répulsives diminue. D'autre part, la répulsion mutuelle entre les électrons est plus faible, à cause de la réduction de la densité des électrons dans le faisceau. Ainsi, si l'on double la tension d'accélération des électrons, le temps de transit entre la lentille et l'écran est divisé par $\sqrt{2}$. Il en est de même (à courant constant) de la densité des électrons dans le faisceau.

La première conséquence mentionnée ici de l'augmentation de la vitesse des électrons est l'amélioration de la concentration quand le plan de la section droite minimum du faisceau est en avant de l'écran. La seconde conséquence est évidemment précieuse dans tous les cas. Une troisième contribution de l'augmentation de la vitesse des électrons à la concentration du faisceau se manifeste quand on ne désire pas que le spot soit plus brillant qu'avec une tension d'accélération inférieure. Comme l'énergie des électrons (à courant constant) augmente proportionnellement à cette tension, la brillance augmente. En réduisant le courant de manière à ramener la brillance à la valeur qu'elle avait pour le potentiel accélérateur initial, on réduit la section du faisceau à son premier point de concours (§ 2.23), et, par conséquent, le diamètre du faisceau.

Le degré de concentration est fonction du rapport des potentiels des deux anodes cylindriques, ce qui permet de l'ajuster en faisant varier le potentiel de la première anode. Mais le champ au

voisinage du premier point de concours, bien que dépendant principalement des potentiels du Wehnelt et de la cathode dépend aussi un peu du potentiel de la première anode. Par conséquent, si l'on ajuste la tension de la première anode en vue d'améliorer la concentration, l'intensité lumineuse varie, tout comme une variation de tension du Wehnelt en vue d'agir sur l'intensité lumineuse influe sur la concentration; (on verra au § 4.21 un autre mode d'action de l'intensité du faisceau d'électrons sur la concentration).

On élimine presque complètement, dans les tubes modernes, l'interaction entre la concentration et l'intensité en utilisant trois anodes (fig. 2-24c). La première anode est à un potentiel

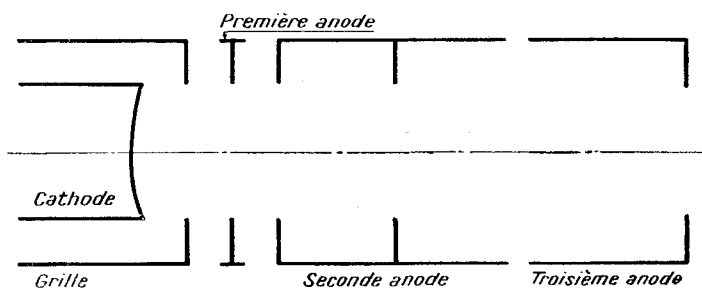


FIG. 2-24 c. — Lentille électronique constituée par trois anodes.

fixe, si bien que le réglage de la concentration par le Wehnelt n'est pas modifié par l'ajustement de la concentration obtenu en modifiant le potentiel de la seconde anode. Le courant capté par l'électrode de concentration est alors très faible, et pratiquement constant, ce qui facilite le maintien d'une concentration satisfaisante.

Enfin, le faisceau concentré sortant de la lentille électronique pénètre dans la zone du système déflecteur entourée par une électrode servant de blindage électrostatique au tube (fig. 2-21a), constituée par un enduit de graphite, dans un liant quelconque, déposé à l'intérieur du cône de verre. Cette électrode servant d'écran électrostatique est au potentiel de la dernière anode, de telle sorte qu'aucune force — à part celles engendrées par les électrodes déflectrices — n'agit sur le faisceau dans cette région.

2. 25. — Plaques défectrices.

Le système défecteur se compose de deux paires de plaques perpendiculaires entre elles — une paire pour la déviation horizontale (ou X-X'), l'autre pour la déviation verticale (ou Y-Y').

Si l'on établit une différence de potentiel entre deux plaques parallèles, le champ électrostatique produit a la forme représentée sur la figure 2-25a. Faisons alors passer un faisceau d'électrons

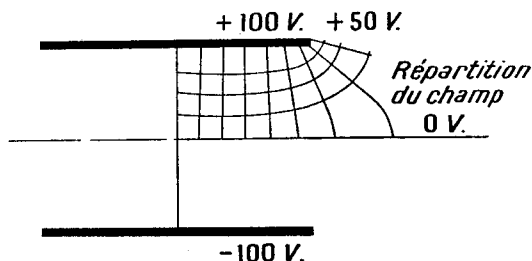


FIG. 2-25 a. — Champ électrostatique entre deux plaques parallèles.

dans l'intervalle entre ces plaques : il est dévié par le champ électrique en direction de la plaque positive, et sa trajectoire ressemble à celle d'un obus : elle est parabolique. Plus le champ est intense, plus la déviation résultante est importante. Par contre plus la vitesse — ou le potentiel accélérateur — des électrons est grand, plus son trajet entre les plaques est bref, et plus la déviation est faible. De même, plus la vitesse initiale d'un projectile lancé horizontalement est grande, plus le trajet nécessaire pour qu'il s'abaisse d'une certaine quantité est long, et plus l'inclinaison (ou *déviatio*n) de sa trajectoire est faible. Dans le cas de plaques parallèles, la déviation est donnée par la formule :

$$d = \frac{l^2 \cdot V_d}{4a \cdot V_a} \quad 2.25 A$$

où a est la distance entre les plaques, l leur longueur, V_d la différence de potentiel entre elles, et V_a le potentiel accélérateur entre la cathode et l'anode (fig. 2-25b).

Si l'on trace la tangente à la trajectoire du faisceau quand il sort de la zone d'action du champ électrique, il poursuit, s'il n'est soumis à aucune autre action, son trajet en décrivant une droite

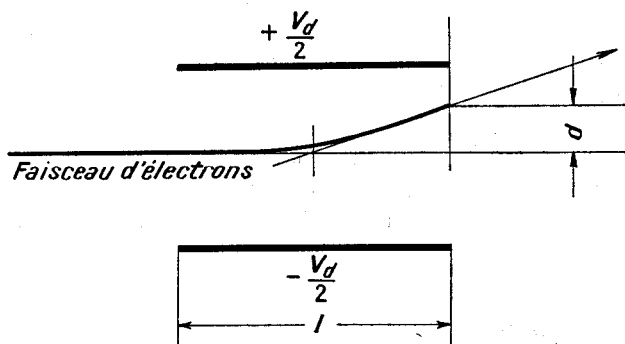


FIG. 2-25 b. — Déflexion d'un faisceau d'électrons entre des plaques chargées.

prolongeant cette tangente jusqu'à ce qu'il frappe l'écran (fig. 2-25 c). Par application du théorème de Thalès on obtient $\frac{D}{d} = \frac{L}{l}$, de telle sorte que le déplacement sur l'écran est égal $\frac{D}{2}$

à $D = \frac{L.l.V_d}{2a.V_a}$, où L est la distance, comptée le long de

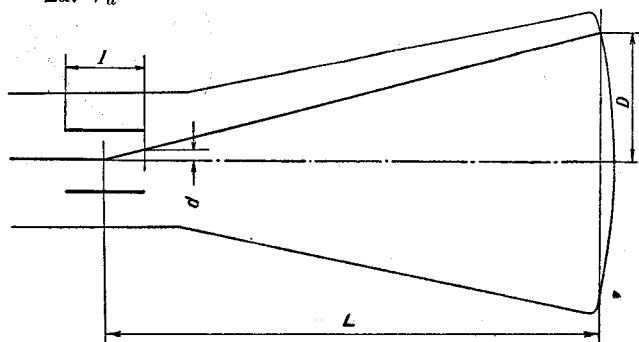


FIG. 2-25 c. — Amplitude de la déflexion sur l'écran.

l'axe, du centre des plaques défectrices au point où le faisceau frappe l'écran.

On voit ainsi que, toutes choses égales d'ailleurs, la valeur de la déviation par volt $\frac{D}{V_d}$ (*sensibilité*) est plus grande pour un long tube que pour un tube court. Elle est, en général, de l'ordre de 0,1 à 1 mm/V, suivant la disposition géométrique du tube et le potentiel d'accélération.

Si l'on examine les deux conditions, faible diamètre du faisceau et grande sensibilité du tube, on s'aperçoit — d'après le § 2.24 et l'équation 2.25A — qu'elles sont contradictoires. Pour accroître la finesse du spot, on doit augmenter la tension d'anode, alors qu'il faut la réduire pour augmenter la sensibilité. La réalisation de tous les oscillographes oblige donc à un compromis. Le facteur

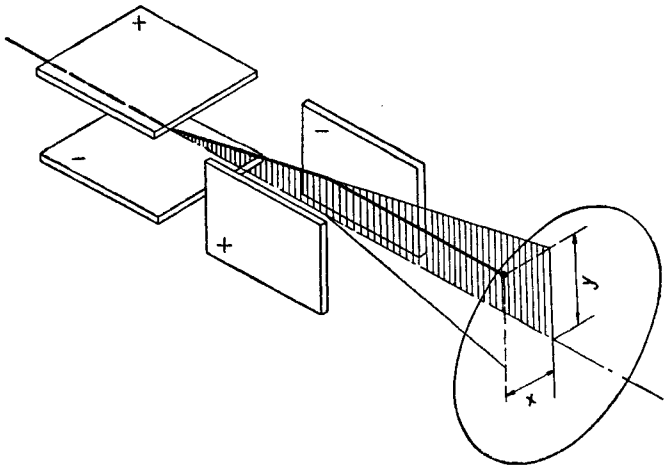


FIG. 2-25 d. - Action combinée des plaques défectrices XX' et YY' .

décisif est la vitesse d'inscription — c'est-à-dire la vitesse linéaire de déplacement du spot sur l'écran. Plus la vitesse d'inscription est grande, moins la trace sur l'écran est lumineuse, ce qui limite la perception des signaux de très courte durée (cf. § 2.27).

Il y a deux groupes de plaques, perpendiculaires entre eux, le second agissant sur les électrons ayant traversé le premier. (fig. 2-25d).

Il est évident que la sensibilité de la première paire de plaques est légèrement supérieure à celle de la seconde, puisqu'elle est plus loin de l'écran. Comme la tension de déviation YY' varie plus rapidement que celle de la base de temps (donc exige une bande plus large), il est généralement plus difficile de l'amplifier beaucoup (Cf. § 5.2), et l'on utilise alors la première paire de plaques pour la déviation YY' . C'est l'inverse qui est vrai pour les récepteurs de télévision, et l'on utilise la première paire de plaques pour la déviation $X-X'$.

Les formules et la discussion ci-dessus reposent sur l'hypothèse d'électrodes de déflexion planes et parallèles, et l'on ne tient pas compte de l'influence des bords. On augmente toutefois, en pratique, la sensibilité en utilisant des électrodes ayant la forme représentée sur la figure 2-25e. Le champ est

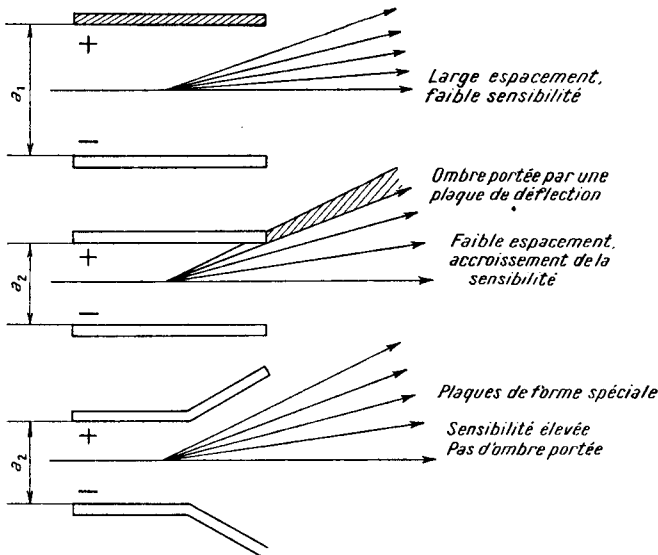


FIG. 2-25 e. — Plaques de forme spéciale.

d'autant plus intense que les électrodes sont plus rapprochées, ce qui accroît la sensibilité. Mais, dans ce cas, comme l'indique la première partie de la figure, on risque que le faisceau soit intercepté par une des plaques pour une forte déviation. C'est effective-

ment le cas pour les tubes assez anciens. Lorsque les plaques ont la forme indiquée au-dessous, la déviation initiale se produit dans la partie où les plaques sont rapprochées, ce qui augmente la sensibilité au départ, tandis que la partie évasée permet d'augmenter la déviation sans intercepter le faisceau. La forme donnée aux plaques corrige, en outre, le champ sur les bords des plaques, et la déviation varie plus linéairement en fonction de la tension qui leur est appliquée.

2. 251. — Déconcentration due à la déviation.

On a montré dans la section 2-24 l'influence des champs radiaux sur la concentration ou la dispersion du faisceau ; ces champs sont créés par des différences de potentiel entre des électrodes cylindriques et coaxiales. L'électrode servant d'écran maintient au potentiel de la seconde anode toute la région où la déviation se produit, et il n'existe — à l'exception peut-être des plaques de déviation — ni différences de potentiel longitudinales, ni champs radiaux.

Si l'on excite les plaques défléctrices par des tensions symétriques — comme l'indique la figure 2.25 *a* — le potentiel moyen reste, dans cette région, égal au potentiel de référence, à savoir celui de l'électrode servant d'écran. Dans ce cas, le diamètre du spot est pratiquement indépendant de sa position sur l'écran. Toutefois, par économie, l'excitation des plaques défléctrices des oscillographes bon marché est asymétrique. On relie une plaque de chaque paire à la seconde anode, et l'on applique la tension de signal à l'autre.

Dans ce cas, le potentiel moyen dans la zone de déflexion devient une fonction de la position du spot, et il apparaît des différences de potentiel longitudinales entre la zone de déviation et la seconde anode, ainsi qu'entre les deux paires de plaques. Les composantes du champ radial résultant agissent sur la concentration du faisceau, qui devient ainsi fonction de la position du spot sur l'écran. Il devient impossible de concentrer le spot correctement quand le faisceau est dévié, un seul point de la trace étant net, le reste devenant plus ou moins flou ; ce phénomène porte le nom d'astigmatisme (fig. 2-251*a*).

2. 252. — Distorsion trapézoïdale.

Dans les anciens tubes, la dissymétrie des tensions de déflexion donne lieu à une autre difficulté, à savoir la distorsion trapézoïdale. Comme le potentiel moyen d'une paire de plaques de déviation varie par rapport au potentiel de la seconde anode, la vitesse des électrons du faisceau augmente ou diminue. Mais l'équation 2.25A indique que l'amplitude d de la déviation est inversement proportionnelle à la tension d'accélération V_a du

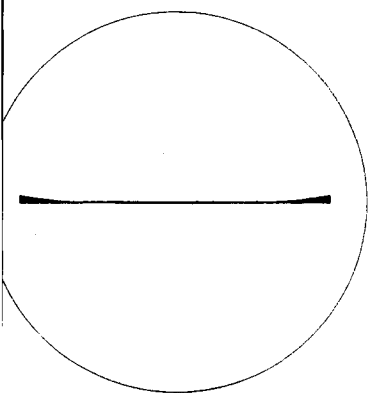


FIG. 2-251 a. — Astigmatisme dû à la déconcentration consécutive à la déflexion.

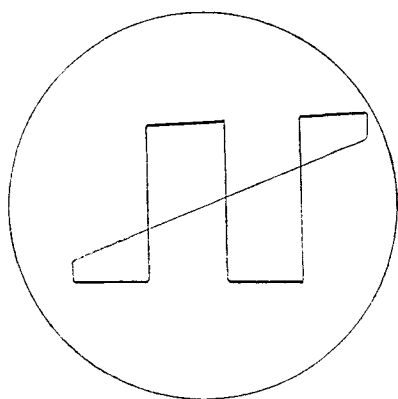


FIG. 2-252 a. — Distorsion trapézoïdale.

faisceau. En même temps, les composantes du champ radial étudiées au § 2.251 agissent non seulement sur la concentration, mais sur la direction du faisceau lorsqu'il est incliné par rapport à l'axe du tube. Il résulte de la combinaison de ces deux effets que, quand la déviation du faisceau — suivant XX' ou YY' est maximum, la sensibilité de la déviation suivant l'axe perpendiculaire varie suivant qu'on est à l'une ou l'autre extrémité de cet axe. La figure 2-252a représente un exemple de ce type de distorsion pour des signaux rectangulaires.

Le remède évident est l'utilisation de tensions de déviation symétriques. Toutefois, une autre méthode, qui réduit beaucoup la distorsion trapézoïdale même avec des déviations asymétriques,

consiste à placer un écran électrostatique, au même potentiel que la seconde anode, entre les deux paires de plaques de déviation. Quand la disposition de l'écran, par rapport aux plaques, est convenable, on supprime cette distorsion. Toutefois, il est toujours nécessaire, dans le cas d'oscillographes de haute qualité, que les déviations soient symétriques (Cf. § 5.21).

2. 253. — Interaction entre les ensembles déflecteurs.

Cet écran réduit également l'interaction entre les ensembles déflecteurs — autre phénomène gênant. Si la répartition de la capacité entre les deux paires de plaques déflectrices n'est pas symétrique, les tensions appliquées à une paire de plaques

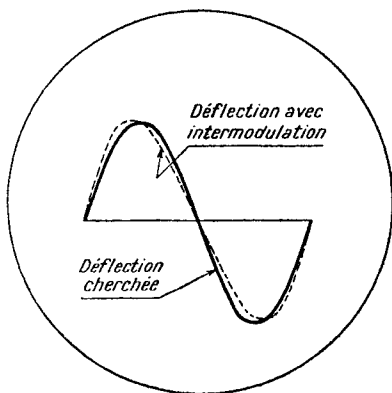


FIG. 2-253 a. — Intermodulation

peuvent agir par influence sur l'autre, et produire de faibles déviations *orthogonales* aux déviations cherchées (fig. 2.253a). On peut y remédier en reliant une plaque d'une paire à une autre, convenablement choisie, de la deuxième paire par un condensateur extérieur, dont on déterminera *expérimentalement* la valeur. Il est en général inutile dans les tubes modernes, et l'interaction provient le plus souvent

d'une mauvaise disposition de l'oscillographe lui-même, et d'interactions entre les circuits de l'amplificateur YY' , et ceux de la base de temps ou de l'amplificateur XX' .

2. 254. — Sensibilité dynamique.

Lorsque la vitesse des électrons est très grande, les dimensions d'un tube à faisceau électronique sont alors assez grandes. On peut donc prévoir que si l'on augmente la fréquence des phénomènes observés, la vitesse des déviations nécessaire deviendra trop grande pour que le faisceau puisse y obéir. Le premier phénomène observé dû au temps de transit fut le *déphasage* entre

les actions des deux paires de plaques (Cf. § 3.2), qui résulte de ce que le faisceau arrive plus tard entre les plaques de la seconde paire, ce qui crée un retard de phase par rapport à la première (fig. 2-254a).

Exemple : Supposons que la tension d'accélération soit de 1 000 V, et la distance entre les centres des plaques de 5 cm. Le temps de transit sera alors de $2,66 \times 10^{-9}$ s environ. La différence de phase, à 5MHz, entre les deux déviations sera

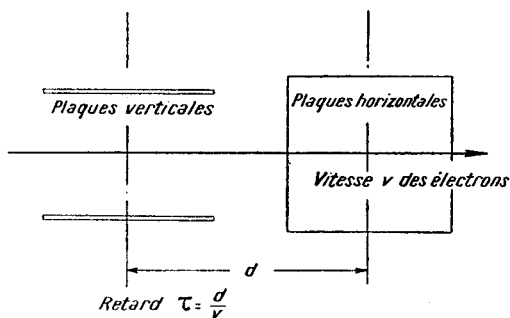


FIG. 2-254 a. — Temps de passage entre deux plaques défectrices.

d'environ $4,8^\circ$. Bien que ce phénomène ait gêné les premiers chercheurs dans ce domaine, — ils avaient imaginé des dispositifs défecteurs spéciaux pour l'éviter — on n'y attache plus beaucoup d'importance aujourd'hui. Quand on se sert de base de temps linéaires, le problème ne se pose plus. Lorsqu'on se sert de l'oscillographe pour les mesures de phase, on se sert d'ordinaire d'un amplificateur de la tension appliquée aux plaques, et l'on peut alors procéder, d'une manière quelconque, à un tarage de la réponse en phase des deux ensembles de déviation (§ 8. 4).

Un phénomène beaucoup plus gênant dû au temps de transit est la diminution de sensibilité lorsque la longueur d'onde du signal tend vers les dimensions des plaques. Supposons que le temps de transit t du faisceau à travers une paire de plaques soit exactement égal à une période complète de la tension appliquée à celles-ci. Au cours de chaque demi-période, le faisceau est dévié d'angles égaux mais opposés, et le résultat définitif est

qu'il continue à se déplacer parallèlement à l'axe après avoir quitté le champ défecteur (fig. 2-254b). On peut négliger le petit déplacement du faisceau parallèlement à l'axe. L'amplitude de ce phénomène est évidemment différente à d'autres fréquences, et

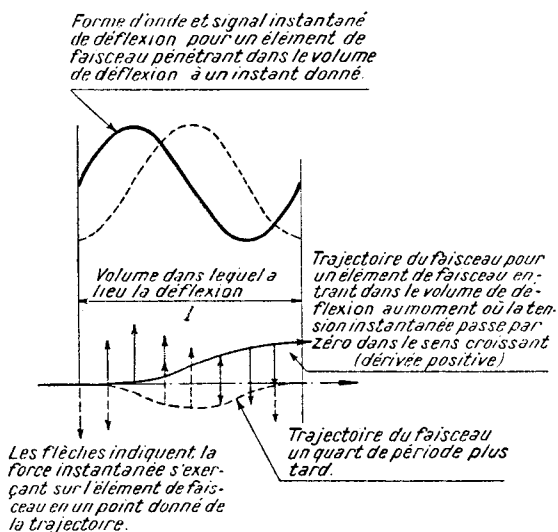


FIG. 2-254 b. — Perte de sensibilité due au temps de transit

la déviation peut être de sens inverse à celle prévue, et la totalité de l'image renversée.

La courbe donnant le quotient de la déviation effective par rapport à la déviation aux fréquences basses — en fonction du temps de transit entre une paire de plaques déviateuses et de la fréquence — a été tracée sur la figure 2-254c, en utilisant l'équation :

$$\frac{\text{Sensibilité effective}}{\text{Sensibilité aux fréquences basses}} = \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \quad 2.254 A$$

Exemple numérique. Supposons que la longueur de la plaque soit de 2,5 cm, et la tension accélératrice de 1 000 V. La sensibilité s'annulera une première fois à 750 MHz, tandis qu'elle n'est réduite que de moitié à 400 MHz. Il ne faudra pas perdre ce point-là de vue dans le présent ouvrage.

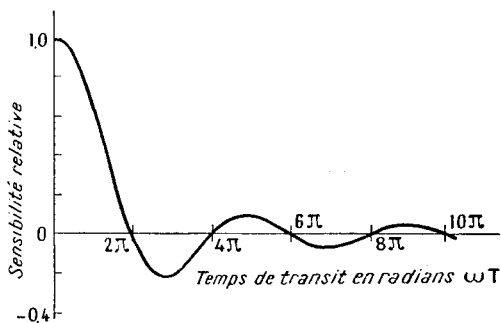


FIG. 2-254 c. — Sensibilité dynamique

2. 26. — Écran fluorescent.

Après avoir traversé tous les pièges constitués par le canon à électrons et les ensembles de déviation, le faisceau d'électrons atteint finalement l'écran fluorescent. L'énergie de ce faisceau est très faible, en moyenne inférieure à 50 mW. Mais si cette énergie était concentrée en permanence en un point donné, l'écran serait « brûlé », et il subsisterait une vilaine tache noire, très gênante.

L'écran est constitué par une substance fluorescente très divisée adhérant au fond de verre du tube, et mélangée à un « activateur » pour accroître sa luminosité. On utilise parfois un liant inerte pour augmenter l'adhérence de la matière fluorescente au verre ; ce liant absorbe les électrons et la lumière, ce qui réduit le rendement. L'écran vert courant est constitué par de la willémite (silicate de zinc) avec des traces de manganèse (de l'ordre de 1/100 000) comme activateur.

L'écran est une substance non conductrice, adhérant à un des meilleurs isolants connus, le verre. Si les électrons ne pouvaient s'échapper de l'écran que par conductibilité électrique, ce dernier acquerrait rapidement une forte charge négative, repoussant alors tous les autres électrons incidents, et le tube serait inutili-

sable jusqu'à ce que la charge se soit dissipée à travers le verre. Il existe, heureusement, une voie permettant aux électrons de s'échapper : c'est l'émission secondaire.

2. 261. — Le potentiel de l'écran.

Chaque substance frappée par des électrons rapides en émet d'autres, appelés *électrons secondaires*. Le quotient du nombre d'électrons secondaires par le nombre d'électrons primaires frappant la surface porte parfois le nom de « rendement de l'émission secondaire » (1). Ce quotient est fonction de la vitesse d'impact des électrons primaires, de la nature de la substance, et, même, de l'état de sa surface.

Comme on peut le prévoir le rendement de l'émission secondaire commence par croître quand l'énergie (potentiel accélérateur) du

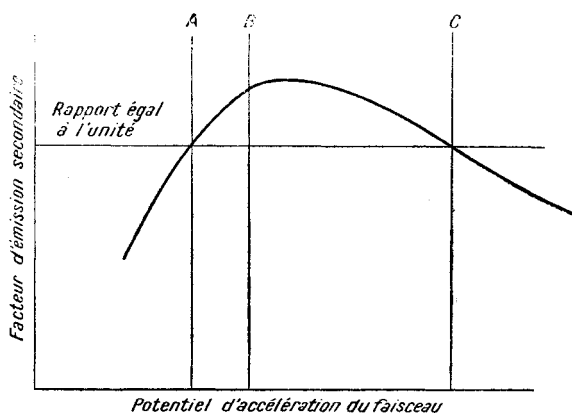


FIG. 2-261 a. — Taux d'émission secondaire.

faisceau incident augmente, mais il ne croît pas indéfiniment : il passe par un maximum, puis diminue. En effet, lorsque la vitesse d'impact des électrons incidents devient très grande, ils pénètrent si profondément dans la matière que les électrons secondaires ne peuvent plus sortir par sa surface (fig. 2-261 a). Le nombre maximum d'électrons secondaires émis par électron

(1) Dans le cas des multiplicateurs d'électrons entre autres. (N. du trad).

primaire varie suivant la nature et l'état de surface de la substance considérée. Il est en général supérieur à un. Pour que le potentiel de l'écran reste constant, ce nombre doit être égal à un, car alors le nombre d'électrons émis par l'écran est égal au nombre d'électrons qu'il reçoit, et sa charge reste constante. Les électrons secondaires émis sont captés par l'électrode servant d'écran dont il a été question page 23. Supposons qu'on essaye de faire fonctionner le tube, l'écran étant au potentiel A (fig. 2-261 *a*). Une très faible diminution de l'émission secondaire provoquera une accumulation de charges négatives sur l'écran, son potentiel s'abaissera, et le rendement de l'émission secondaire diminuera encore. Finalement, le faisceau sera repoussé par l'écran fortement chargé négativement, et la fluorescence cessera alors. La région où la charge résultant du bombardement par des électrons lents, est excessive est, en général, nettement définie et sa forme ressemble à la trace provoquée par la projection d'une goutte d'eau sur l'écran.

Si, au contraire, l'émission secondaire augmente, l'écran acquiert, du fait que le rapport du nombre d'électrons secondaires au nombre d'électrons primaires est supérieur à un, une charge positive, et son potentiel dépasse alors celui de la seconde anode et de l'écran électrostatique. Quelques électrons secondaires reviennent alors frapper l'écran fluorescent au lieu d'être captés par l'électrode servant d'écran électrostatique, ce qui rétablit l'équilibre. Tout potentiel, B par exemple, compris entre A et C , correspond à un état d'équilibre stable, à condition que les fluctuations normales de la tension du secteur ne fassent pas tomber effectivement au-dessous de A la tension réelle de fonctionnement. Le potentiel C correspond également à un point de fonctionnement stable. Toute diminution de l'émission secondaire provoquée par une élévation du potentiel tend à abaisser progressivement ce dernier jusqu'à ce que le rendement de l'émission secondaire redevienne égal à un au point C . On pourra donner à la tension correspondant à C le nom de « tension d'autostabilisation » de l'écran.

En résumé, toute tentative de placer le point de fonctionnement de l'anode au-dessous de A donnera lieu à une accumulation de charges sur l'écran et, par conséquent, le rendra inutilisable pendant une durée pouvant atteindre plusieurs jours.

Le fonctionnement en *B* conduit à une tension d'écran inférieure de quelques volts à celle de l'anode, tandis qu'en plaçant le point de fonctionnement en *C* ou au-dessus, l'écran se maintiendra à la tension *C*. On peut fixer grossièrement, en cours de fabrication, la tension d'autostabilisation de l'écran en choisissant convenablement les constituants inertes (liant, etc.) de l'écran, son épaisseur, la nature du verre sous-jacent, etc. Dans les tubes les plus récents, en particulier ceux de télévision, où l'on a besoin de potentiels d'écran élevés, le verre peut être rendu légèrement conducteur, ou bien l'on peut recouvrir la substance fluorescente d'une couche très mince d'aluminium. Ceci permet d'évacuer facilement les charges de l'écran, et de maintenir ainsi son potentiel très proche de celui de la seconde anode, sans avoir à tenir compte de l'émission secondaire. On peut même donner au potentiel de l'écran une valeur supérieure à celle du potentiel d'autostabilisation.

L'expérience classique qui consiste à « effacer » l'écran en frottant la face externe du tube avec un mouchoir, est basée sur une charge électrostatique de l'écran telle qu'il repousse les électrons. Le frottement du verre charge positivement sa face extérieure, et — par influence — négativement sa face intérieure qui repousse ainsi les électrons. Heureusement, la charge extérieure se disperse beaucoup plus rapidement que quand l'écran, étant à un faible potentiel, est soumis à un bombardement électronique.

2. 262. — Couleur de la trace sur l'écran.

L'écran luminescent à base de willémité utilisé pour les travaux de laboratoire donne une trace verte très lumineuse, ne fatigant pas les yeux, car elle coïncide avec la région spectrale du maximum de sensibilité de l'œil pour une vision confortable. Pour l'enregistrement photographique des traces, on utilise des tubes cathodiques à fluorescence bleue ; il existe trois variétés de substances fluorescentes de ce type, à savoir le sulfure de zinc activé à l'argent, et les tungstates de calcium ou de cadmium. Lorsqu'on utilise une pellicule *orthochromatique* rapide, seul le sulfure de zinc à fluorescence bleue donne de meilleurs résultats que la willémité. Les écrans au tungstate fournis par certaines firmes d'Europe occidentale ne donnent pas de meilleurs résultats

que les écrans à la willémité utilisés avec une pellicule panchromatique (1), et l'on devrait éviter de les utiliser, car le bleu fatigue beaucoup les yeux, tandis que le vert peut être employé commodément tant pour la photographie que pour l'observation visuelle.

2. 263. — Rémanence des écrans.

Une autre caractéristique des écrans est leur *rémanence*, qui n'est autre que la durée pendant laquelle la substance phosphorescente de l'écran continue à émettre de la lumière après le passage du faisceau d'électrons, et que l'excitation extérieure a cessé. Un des premiers spécialistes du monde entier en matière de fluorescence, de phosphorescence et de rémanence fut S.-I. VASSILOFF, qui fut président de l'Académie des Sciences de l'U.R.S.S. Il est actuellement possible de réaliser des substances luminescentes dont la durée de rémanence se mesure, soit en microsecondes, soit en minutes. Quand on observe des phénomènes transitoires non récurrents, ou des phénomènes très lents, par exemple, il est très avantageux que l'image persiste pendant plusieurs secondes sur l'écran. Par contre, si l'on désire observer des phénomènes à déroulement très rapide, on ne tient pas à voir un réseau d'images rémanentes se mêlant sur l'écran à la courbe tracée à l'instant même de l'examen. Dans le premier cas, on se servira d'un écran à grande rémanence, dans le second cas d'un écran à rémanence très brève. On mesure naturellement la rémanence par des méthodes objectives, car, du point de vue subjectif, la durée de persistance dépend nettement de l'éclairage ambiant. Plus ce dernier est intense, plus la trace d'intensité décroissante semble disparaître rapidement aux yeux de l'observateur.

2. 27. — Anode de « post accélération » ou intensificatrice.

Pour faciliter les enregistrements photographiques, on peut augmenter la tension accélératrice, ce qui augmente l'énergie du faisceau et, par conséquent, la brillance du spot. Mais on sait, d'autre part, qu'on diminue ainsi la sensibilité de la déviation. L'emploi d'une anode post-accélératrice placée près de l'écran

(1) A l'époque où l'on a mis ces écrans bleus sur le marché, les émulsions photographiques présentaient un « trou de sensibilité » dans le vert. Ces écrans étaient donc d'une utilité certaine (Note du trad.)

permet d'augmenter la brillance du spot sans réduire exagérément la sensibilité de la déviation. La déviation correspond sensiblement au potentiel de la seconde anode, tandis que le faisceau n'est accéléré que sur une faible distance par la tension de l'électrode de post-accelération. Le potentiel du faisceau à la surface de l'écran correspond à celui de l'anode post-accelératrice. Dans ces conditions la sensibilité de la déviation ne diminue que faiblement malgré la grande augmentation de brillance du spot

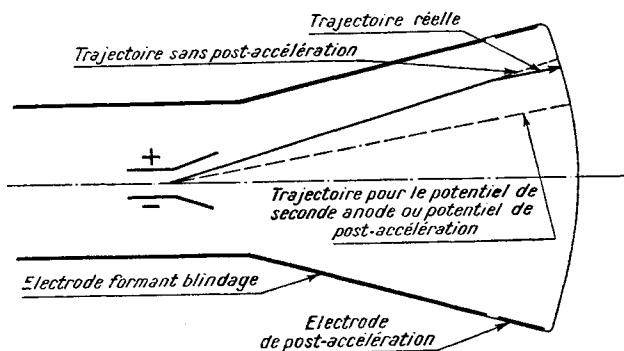


FIG. 2-27 a. — Anode de post-accelération.

(fig. 2-27a). Les potentiels de post accélération sont en général de l'ordre de 4 000 à 5 000 V. pour les oscillographes cathodiques (1).

Une élévation du potentiel de l'anode présente de l'intérêt même pour l'observation *visuelle* de phénomènes ultra-rapides. La largeur de bande de l'amplificateur n'est pas toujours le facteur de limitation. On peut prendre comme exemple extrême des signaux rectangulaires dans lesquels le passage d'un état stable à un autre est si rapide qu'on ne le voit en général, pas du tout. Cependant, cette faible brillance conduit parfois à négliger des renseignements précieux qui seraient mis en évidence par un faisceau de grande intensité (fig. 2-27b).

(1) On utilise sur certains appareils américains et français à grande vitesse d'inscription des tensions de post-accelération atteignant jusqu'à 25 000 volts (Note du trad.)

2. 3. — Tubes à déviation électromagnétique.

Les tubes à déviation électromagnétique sont utilisés à la place des tubes à déviation électrostatique, pour des raisons diverses qui n'ont guère de rapports avec la présente étude sur les oscillographes. On traitera cependant, afin d'être complet, en peu de mots cette question.

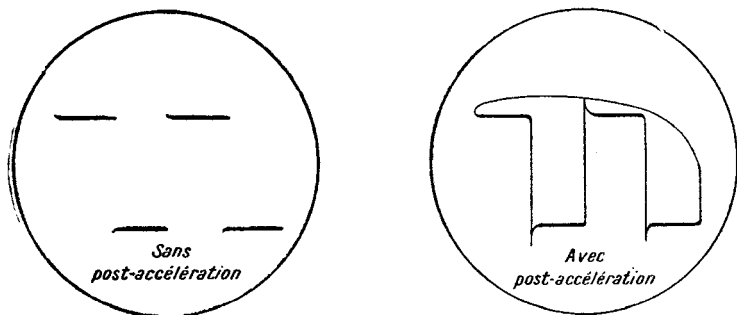


FIG. 2-27 b. — Exemple d'augmentation de la brillance d'un spot due à la post-accélération.

On se sert principalement des procédés de déviation magnétique dans le cas de tubes ayant une tension d'accélération élevée — par exemple supérieure à 6 000 V. Il suffit, pour le comprendre, de se reporter à la formule donnant la sensibilité à la déviation magnétique (pour de faibles déviations angulaires) :

$$D_m = \frac{l \cdot L \cdot B}{\sqrt{2 \cdot \frac{m}{e} \cdot V_a}} \quad 2.3 A$$

et de la comparer à celle donnant la déviation électrostatique

$$D_e = \frac{l \cdot L \cdot V_d}{2 \cdot a \cdot V_a} \quad 2.25 B.$$

On remarquera que, dans le premier cas, la déviation est proportionnelle à $\frac{1}{\sqrt{V_a}}$, tandis que, dans le second, elle est proportionnelle à $\frac{1}{V_a}$.

B est naturellement proportionnel à l'intensité du courant dans la bobine de déviation (si l'on ne tient pas compte des phénomènes non linéaires dans le fer de l'ensemble défecteur), et, par conséquent, un accroissement donné de la déviation conduira à une augmentation correspondante de la puissance dissipée dans les bobines défectrices. Le même accroissement, dans le cas du tube électrostatique, exigera une augmentation de puissance dans le même rapport (cf. § 5.22). Mais, puisque l'intensité de l'induction magnétique B nécessaire n'augmente que proportionnellement à la racine carrée de la tension d'accélération, tandis que V_d croît proportionnellement à cette dernière, il doit exister, dans un cas donné, un potentiel accélérateur donné tel qu'il soit plus facile d'engendrer le courant nécessaire à la déviation magnétique que les tensions électriques élevées nécessaires pour la déviation électrostatique. Pratiquement, cette tension est comprise entre 4 000 et 6 000 volts (1).

Pour d'autres applications des procédés de déviation magnétique, on utilise le champ magnétique tournant d'un enroulement triphasé pour étudier certains appareillages électriques à courants forts. Un dispositif de balayage pour radar utilise une bobine défectrice dont la rotation est commandée mécaniquement.

2. 31. — Concentration magnétique.

La concentration magnétique permet, d'une manière générale, de concentrer des faisceaux plus intenses en un spot fin ; une bobine de concentration magnétique crée, en principe, un champ axial. Supposons que le premier point de concours des électrons soit une source ponctuelle, et que la vitesse longitudinale des électrons soit constante dans une même section droite du faisceau, deux hypothèses qui sont assez exactes pour les canons à électrons possédant une seconde anode dont le potentiel est supérieur à 6 000 V. Supposons, en outre, que le champ magnétique soit constant tout le long d'un diamètre, hypothèse assez peu justifiée, mais destinée à faciliter l'exposé.

(1) VON ARDENNE, ZWORYKIN, ALBERTI, etc., se servent, incorrectement, de H au lieu de B dans les formules donnant la déviation magnétique. Évidemment, dans le vide, et en utilisant le système C.G.S., B est égal numériquement à H .

On peut décomposer la vitesse de tous les électrons en une composante longitudinale et en une composante radiale ; comme on a supposé que les vitesses longitudinales des électrons étaient uniformes dans une section droite donnée, seules les composantes radiales de la vitesse varient. Entre l'instant où ils franchissent le premier point de concours, et celui où ils pénètrent dans le champ magnétique, tous les électrons subiront une déviation transversale proportionnelle à la composante correspondante de

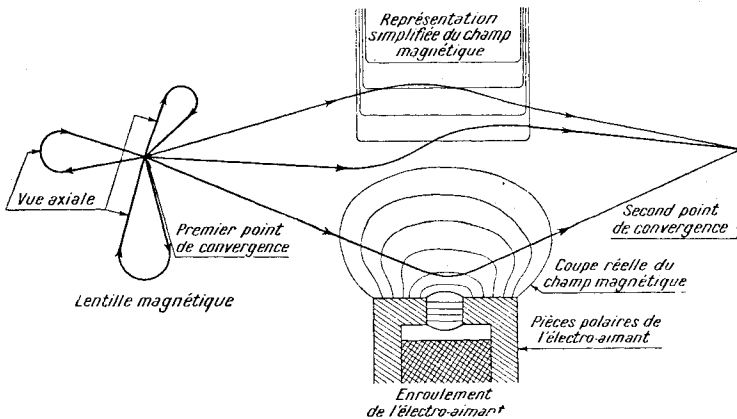


FIG. 2-31 a. — Concentration magnétique.

leur vitesse. Pendant qu'ils seront soumis à l'action du champ magnétique, la projection de leur trajectoire sur un plan normal à l'axe du faisceau sera un cercle de rayon proportionnel à leur vitesse. Il en résulte que la vitesse angulaire, ainsi que la longueur de l'arc décrit, sera la même pour tous les électrons. Il est possible, par un réglage approprié de l'intensité du champ, de créer un second point de concours. Si la longueur et la position de la bobine de concentration ont été correctement déterminées en fonction de la vitesse du faisceau d'électrons, ce second point de concours sera situé à la surface de l'écran, et donnera lieu à un spot fin et brillant (fig. 2-31a). Le champ magnétique agit à peu près de la même manière qu'une lentille convexe, formant l'image d'un point — source sur un écran.

La densité électronique, sur la plus grande partie du parcours

du faisceau est beaucoup plus faible, dans le cas de la concentration magnétique, qu'avec la concentration électrostatique. Il en résulte que l'influence dispersive des forces intérieures dues à la charge spatiale est moindre, et qu'on peut obtenir une densité électronique au second point de concours plus grande que lorsqu'on concentre le faisceau par des champs électrostatiques.

Le concentration électromagnétique présente cependant plusieurs inconvénients : L'ajustement de la bobine est extrêmement critique, tant en ce qui concerne sa position que l'intensité du courant qui la parcourt. Les variations de résistance de cette bobine dues à son échauffement rendent difficile le maintien de l'intensité du courant à sa valeur correcte.

Comme le champ magnétique n'est pas uniforme dans le sens transversal, il apparaît de nombreuses aberrations, et la concentration n'est pas uniforme sur toute la surface de l'écran. On utilise, depuis peu, pour concentrer les faisceaux d'électrons des aimants *permanents* en métal fritté qui éliminent les inconvénients dus aux variations du courant de concentration. Mais on n'a toujours pas résolu le problème de la suppression des aberrations.

2. 32. — Dispositif de déviation magnétique.

Il est nécessaire, pour réaliser un dispositif de déviation magnétique, de créer un champ uniforme traversant le col du tube dans un plan perpendiculaire à celui de la déviation cherchée. Pour comprendre cela, il suffit d'approcher un petit aimant en

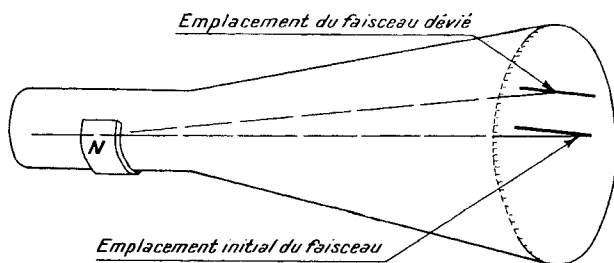


FIG. 2-32 a. — Déflexion magnétique.

fer à cheval du col du tube cathodique, la ligne des pôles se trouvant dans un plan horizontal, et d'observer le déplacement de l'ensemble de la courbe sur l'écran fluorescent (fig. 2-32a).

Mais cette réalisation n'est pas simple, et en particulier l'établissement de bobines convenables pose un problème compliqué, et il n'existe pas, pour cela, de recettes toutes prêtes. De faibles irrégularités du champ engendreront des distorsions importantes. Les bobines sans fer auront une impédance très faible et seront difficiles à adapter, et donneront, en outre, lieu à une dispersion inutile du champ. Par contre, l'utilisation de noyaux de fer conduira à des relations non linéaires entre l'amplitude de la déviation et l'intensité du courant.

A cause des questions d'impédance, qui sont beaucoup plus délicates que dans le cas de la déviation électrostatique, on établit les bobines pour une application bien déterminée — par exemple une fréquence et une forme d'onde particulières — plutôt que de s'en servir comme organes de déviation universels, comme cela devrait être le cas pour un oscillographe.

On trouvera au § 6.51 si on le désire, quelques renseignements sur la manière de réaliser des bobines défectrices.

CHAPITRE III

TRACÉS ET COURBES

3. 1. — Tracé des courbes.

Comme on l'a déjà vu au Chapitre premier, on se sert d'oscillographes pour enregistrer des courbes représentant le comportement de systèmes physiques. Bien qu'on utilise de nombreux systèmes de coordonnées pour tracer les courbes en question, le système de loin le plus employé est le système cartésien de coordonnées rectangulaires, comportant deux axes représentant

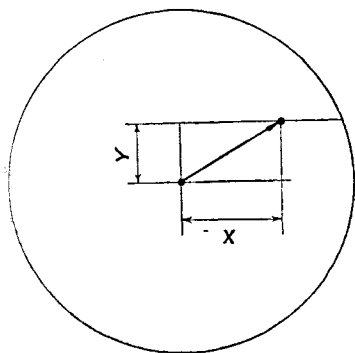


FIG. 3-11 a. — Déflexion du spot.

chacun une dimension (ou des rapports « sans dimension » de paramètres), la variable indépendante étant portée le long de l'axe horizontal ($X'X$) et la variable dépendante le long de l'axe vertical ($Y'Y$). En fait, on transforme toujours dans un oscillographe des variables ou rapports de variables en longueurs. Mais, dans un oscillographe à rayons cathodiques bien construit, ces longueurs sont proportionnelles aux différences de potentiel appliquées entre les deux plaques d'une paire de plaques déflectrices. On peut donc, en transformant la variable dépendante et la variable indépendante en deux tensions variant de manière correspondante, faire décrire au spot du tube cathodique les courbes représentatives cherchées.

En l'absence de tensions appliquées aux plaques déflectrices,

le spot se trouve à l'origine des coordonnées, au centre de l'écran par exemple. Si l'on applique alors brusquement une tension E_x aux plaques de déviation XX' , et une tension E_y (1) aux plaques déflectrices YY' , le spot viendra se placer en un point tel qu'on puisse déterminer ses coordonnées à partir de l'équation 2.25 A. Choisissons, à titre d'exemple concret, un cas où X est relié à la variable Y par l'équation $X = Y \cdot \sqrt{3}$. Le spot a alors parcouru une distance $\delta = \sqrt{X^2 + Y^2}$ telle, évidemment, que $\delta = 2Y$ (fig. 3-11 a)

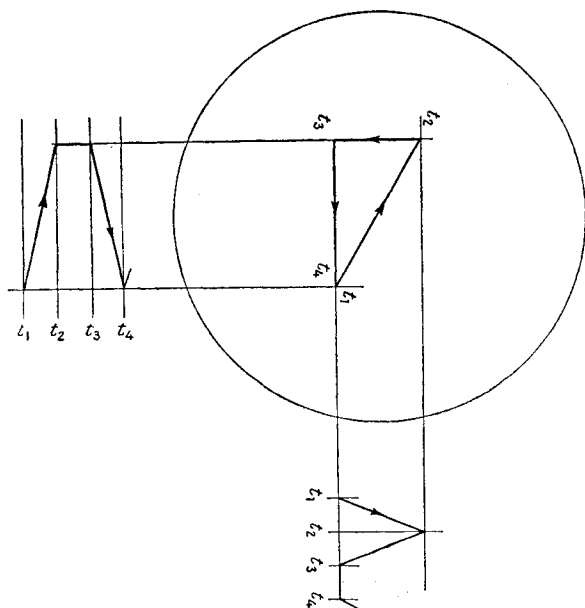


FIG. 3-11 b. — Tracé d'un triangle avec un oscillographe.

Supposons, maintenant, qu'au lieu d'appliquer brusquement ces tensions E_x et E_y on les applique progressivement sur les plaques, de manière qu'on ait, à tout instant, $E_x = E_y \sqrt{3}$. Le spot se déplacera alors le long d'une droite passant par l'origine, et le point $(X_1 Y)$. Une fois le spot parvenu au point (X, Y) , on pourra maintenir E_x

(1) On a utilisé ci-dessus la lettre V pour désigner les différences de potentiel, puisqu'on étudiait alors le tube à rayons cathodiques en partant de la théorie électromagnétique. On considère ici, par contre, des circuits électriques et l'on désigne la tension d'une source par E .

constant, tout en laissant la tension E_y de déviation yy' tendre linéairement vers zéro ; une fois que la tension E_y aura atteint la valeur zéro, on pourra laisser E_x tendre de la même manière vers zéro, et le spot tendra alors à reprendre sa position primitive à l'origine. Le spot a alors décrit le triangle bien connu, à angles $\frac{\pi}{6}$, $\frac{\pi}{3}$ et $\frac{\pi}{2}$ sur l'écran (fig. 3-11b).

On a supposé que le triangle de la figure 3-11b. avait été engendré par des tensions variant linéairement, mais cela n'est pas indispensable, il suffit qu'on ait, à tout instant, $X = Y\sqrt{3}$ quand le point figuratif parcourt l'hypothénuse, et que e_x soit maintenu constant et égal à E_x , tandis que e_y tend vers zéro. C'est ainsi qu'on peut utiliser la charge ou la décharge d'un condensateur, e_x et e_y variant alors exponentiellement. Si la tension engendrant la courbe cherchée est récurrente (c'est-à-dire se reproduit périodiquement), avec une fréquence supérieure à 16 Z, la courbe apparaît sous forme d'un tracé immobile sur l'écran fluorescent, du fait de la persistance des sensations visuelles.

3. 12. — Base de temps linéaire.

Les courbes fonction du temps sont en général décrites en portant le temps linéairement le long de l'axe des X. Plus rarement, on porte le temps suivant une échelle logarithmique.

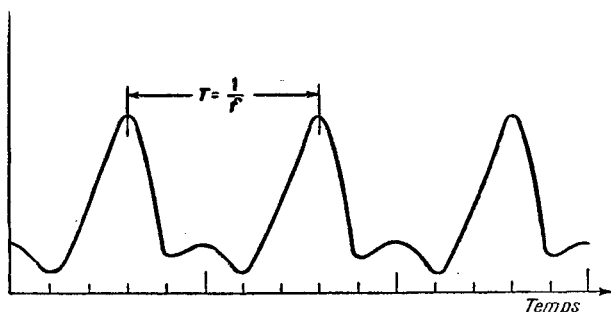


FIG. 3-12 a. — Forme d'onde périodique et échelle des temps linéaire.

Dans le cas particulier des formes d'ondes récurrentes, on utilise toujours une échelle des temps linéaire (fig. 3-12a).

Plaçons l'origine des coordonnées à l'extrême gauche de l'écran. Cela revient à appliquer une tension fixe aux plaques de déviation $X'X$. Appliquons alors aux plaques déflectrices $X'X$ une tension croissant linéairement. En l'absence de signal appliqué aux plaques de déviation $Y'Y$, le spot se déplacera à une vitesse uniforme de la gauche vers la droite (fig. 3-12*b*).

Si l'on applique alors une tension, dont la variation en fonction du temps est commandée par la forme d'ondes qu'on désire voir

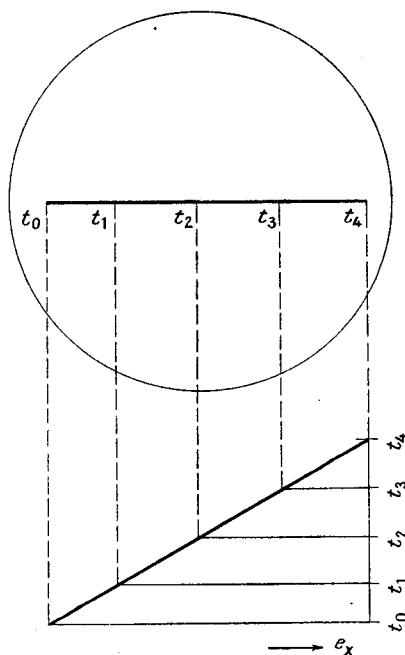


FIG. 3-12 *b*. — Déflexion uniforme du spot le long de l'axe XX'

sur l'écran, aux plaques de déviation $Y'Y$, et si l'on déclenche, simultanément, par un moyen quelconque, la tension de déviation $X'X$, le spot décrira la courbe cherchée. Soit par exemple :

$$e_y = E_y \cdot \sin at \quad 3.12A$$

La déviation verticale est alors proportionnelle à tout instant à e_y . Du fait de l'entraînement uniforme de gauche à droite

(balayage) du spot par la tension de déflexion $X'X$, le spot décrit une sinusoïde sur l'écran. Quand la vitesse de balayage est très faible, on voit le spot se déplacer *effectivement* sur l'écran. Cependant, si le cycle complet est décrit en moins de $1/15$ de seconde environ, on voit la sinusoïde dans son ensemble, sous la forme d'une courbe sur l'écran (fig. 3-12c).

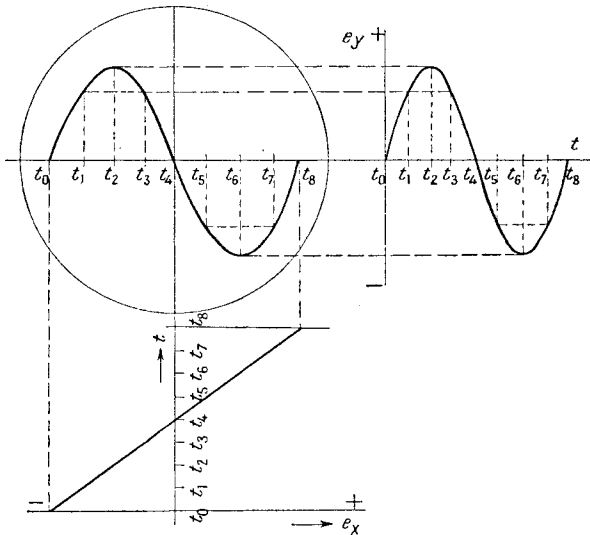


FIG. 3-12 c. — Tracé d'une sinusoïde sur l'écran d'un tube cathodique.

Quand la vitesse de balayage, dans le sens XX' est uniforme, on obtient sur l'écran une courbe indiquant la variation de la déviation Y , et par conséquent celle de la tension e_y de déflexion appliquée aux plaques YY' , en fonction du temps.

C'est sur ce principe que repose l'utilisation de l'oscillographe pour l'étude des formes d'ondes en fonction du temps.

Les phénomènes les plus intéressants sont, en général, les phénomènes périodiques, qui donnent lieu à des formes d'ondes se reproduisant à la fréquence de $f = \frac{a}{2}$ périodes par seconde (notation de l'équation 3.12 A).

Si la tension appliquée aux plaques défectrices XX' augmente linéairement en fonction du temps, pendant une période totale $T = \frac{2}{a}$, puis revient à son point de départ, et recommence à nouveau à croître linéairement, on obtient les oscillations « en dents de scie » bien connues, correspondant à une *base de temps linéaire*. Si la fréquence de la dent de scie est f , on peut présenter l'onde fournissant la tension de déviation YY' sous la forme d'un tracé fixe, permanent, sur l'écran (fig. 3-12d).

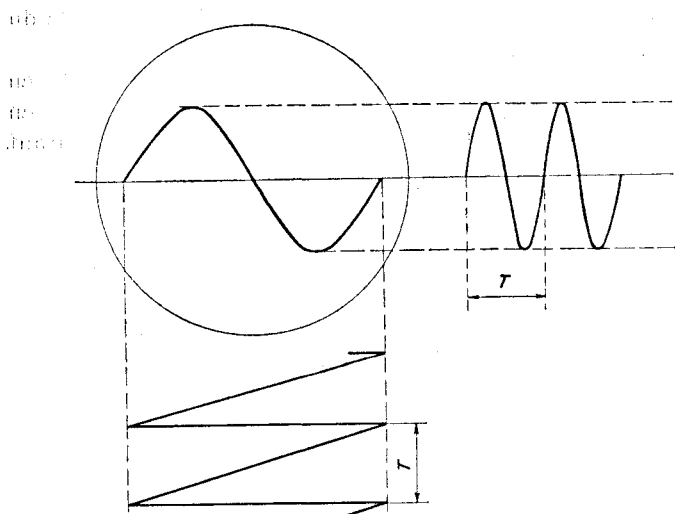


FIG. 3-12 d. — Sinusoïde obtenue avec une base de temps linéaire

Si la fréquence de récurrence est supérieure à 15 hertz environ, on verra à peine le scintillement, tout comme au cinéma, et l'on observera une période de la courbe $Y = f(t)$.

3. 13. — Cas de deux variables.

Bien que l'utilisation d'une base de temps linéaire pour présenter des signaux dépendant du temps soit la principale application du tube cathodique dans les recherches d'électronique, il existe de nombreux autres cas dans lesquels on désire mettre en évidence une relation entre deux quantités, aucune d'entre elles

n'étant le temps. Pour y parvenir, on transforme les variables à étudier en fonctions du temps (qui constitue un *paramètre*) l'une d'entre elles, soit $X(t)$, correspondant à un déplacement dans le sens $X'X$ (variable indépendante), l'autre, soit $Y(t)$ correspondant à une déviation dans le sens $Y'Y$ (variable dépendante). L'élimination de t entre $X(t)$ et $Y(t)$ fournissant la relation $Y = f(X)$ cherchée. Naturellement $X(t)$ et $Y(t)$ représentées chacune par une tension fonction du temps.

Considérons, à titre d'exemple, la détermination des caractéristiques courant-tension d'une résistance non linéaire à l'aide du tube à rayons cathodiques.

Le circuit représenté sur la figure 3-13a nous permet, en principe, de déterminer les caractéristiques en question, en mettant en évidence — dans le sens des ordonnées — le courant

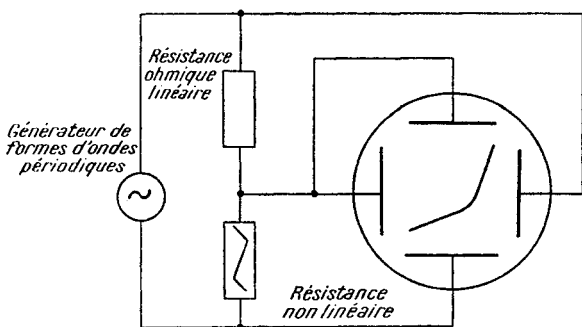


FIG. 3-13 a. — Détermination des caractéristiques d'une résistance non linéaire.

dans le circuit à l'aide de la chute de tension le long d'une résistance de faible valeur et la tension aux bornes de la résistance étudiée dans le sens des abscisses.

Quelle sera la manière dont la forme d'onde et la tension de la source agiront sur l'image ? Du fait du montage utilisé, la déviation dans le sens $Y'Y$ est uniquement fonction du courant instantané dans la résistance non linéaire, tandis que la déviation dans le sens $X'X$ dépendra uniquement de la tension instantanée, quelle que soit la variation dans le temps — ou la forme d'onde — de la tension d'excitation, ce qui élimine *la variable temps* de la

mesure. Il suffit simplement de prendre les dispositions nécessaires pour que la *variation* de la tension d'excitation soit suffisante pour permettre la détermination de la caractéristique complète.

En ce qui concerne la vitesse de déplacement du spot, les choses sont, toutefois, différentes. Comme on le voit d'après le montage du circuit de mesure (fig. 3-13a), l'amplitude du déplacement du spot est toujours un peu plus petite que la distance qu'il parcourrait si l'on appliquait la totalité de la tension d'excitation à une paire de plaques déflectrices. Cela tient à ce que la distance totale parcourue est, non pas la *somme* authentique des dévia-

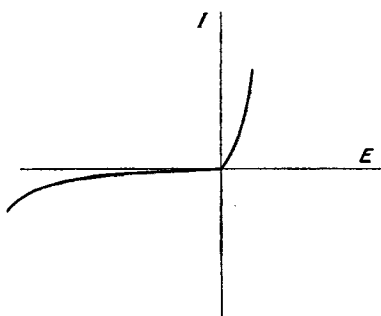


FIG. 3-13 b. — Courbe caractéristique d'un redresseur sec.

tions suivant YY' et XX' , mais leur *résultante* géométrique, quelque chose comme l'hypoténuse d'un triangle rectangle par rapport à ses deux côtés perpendiculaires qui seraient les tensions $X(t)$ et $Y(t)$. La valeur optimum de la résistance linéaire dans le circuit sera celle pour laquelle les déplacements maxima du spot suivant $X'X$ et $Y'Y$ seront à peu près égaux.

Considérons un cas particulier, un redresseur sec dont la caractéristique courant-tension est représentée sur la figure 3-13b.

Que la tension d'excitation soit en dents de scie ou sinusoïdale, l'écran présentera la même courbe, à savoir celle de la figure 3-13b, à une échelle bien déterminée. Mais la vitesse de déplacement du spot variera d'un point à l'autre de la courbe. La figure 3-13c indique la variation de la vitesse du spot au cours d'un cycle pour chacun des deux types de tensions de balayage.

Un spot à mouvement lent paraîtra plus brillant qu'un spot se déplaçant rapidement, car le flux lumineux émis par unité de temps est réparti sur une surface plus petite. En même temps, la trace semble plus épaisse. Si l'on se reporte à l'étude de l'émission secondaire par l'écran (§ 2.261), on voit que les variations d'un point à l'autre du potentiel de l'écran sont telles, en régime dynamique, que la région immédiatement en arrière du faisceau

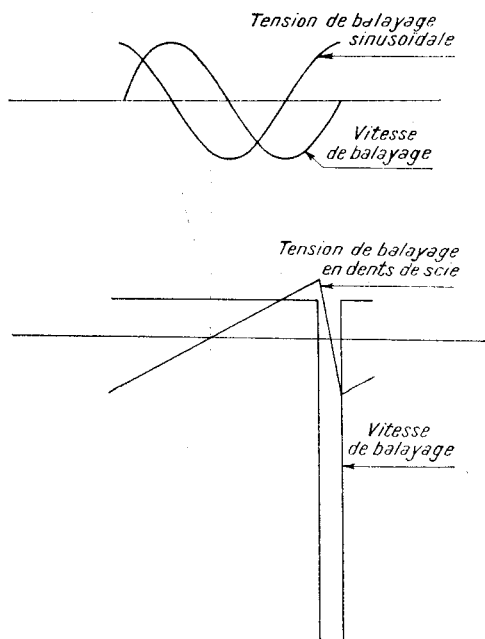


FIG. 3-13 c. — Vitesse de déplacement du spot dans le cas de la courbe caractéristique d'un redresseur sec.

électronique se charge négativement par rapport au reste de l'écran, et que, plus la déviation du faisceau est lente, plus cette charge négative devient importante. Cette augmentation de la charge négative provoque une légère déconcentration du faisceau, d'où l'augmentation, non seulement de brillance, mais aussi d'épaisseur de la trace quand la vitesse de déplacement du spot diminue. Ce que nous venons de dire n'intéresse évidemment que

les variations de la vitesse de déplacement pour une fréquence de récurrence restant constante. Si l'on augmente la vitesse de déplacement du spot en augmentant la fréquence de récurrence, sans modifier la forme d'ondes, la charge moyenne de chaque élément de la courbe reste invariable. Le faisceau y passe plus rapidement, mais la fréquence des passages augmente dans la même proportion.

Alors que, dans le cas d'une tension d'excitation linéaire, la vitesse du spot reste presque constante, la même vitesse s'annule aux deux extrémités de chaque trace pour une tension d'excitation sinusoïdale ; il en résulte que les extrémités de la courbe seront un peu plus épaisses. Cela n'a, en général, aucune importance pour les applications courantes, et les avantages de cette forme de tension d'excitation (qu'on peut obtenir, par exemple, à l'aide d'un auto-transformateur à rapport variable) compensent largement les inconvénients de la variation de la vitesse de déplacement du spot.

On ne peut utiliser ce procédé de détermination des courbes que tant que la fréquence de récurrence de la tension d'excitation est suffisamment basse pour que la caractéristique dynamique du système coïncide avec la caractéristique statique. Si l'on considère, par exemple, une résistance non linéaire dont la loi de variation soit fonction non de la tension à ses bornes, mais de la température (« thermistance »), l'inertie calorifique tendra à maintenir constante la température au cours d'un cycle, et l'on n'obtiendra pas du tout le même résultat que si l'on déterminait point par point la courbe en courant continu, en attendant, après chaque variation du courant correspondant à une nouvelle mesure, que la résistance ait atteint sa température de régime. De plus, aux fréquences élevées, les petits déphasages provoqués par les capacités parasites créeront une légère différence entre la courbe tracée au cours de la partie montante du cycle, et celle tracée au cours de la partie descendante de celui-ci (voir aussi § 7.72).

3. 2. — Figures de Lissajous.

La catégorie la plus courante d'oscillogrammes dans lesquels la déflexion dans le sens $X'X$ ne correspond pas à une base de temps est celle des figures de LISSAJOUS.

On engendre une figure de Lissajous quand on applique des

tensions sinusoïdales aux dispositifs de déflexion suivant $X'X$ et $Y'Y$, dont les fréquences sont dans un rapport fractionnaire assez simple comme $\frac{3}{2}$, $\frac{15}{4}$ ou $\frac{33}{17}$, ou même $\frac{1}{1}$, ce qui signifie alors que les fréquences des deux tensions de déflexion du faisceau sont égales. Cette figure est la plus facile à réaliser, puisqu'elle n'exige qu'une source de tension alternative. Si les deux sinusoïdes

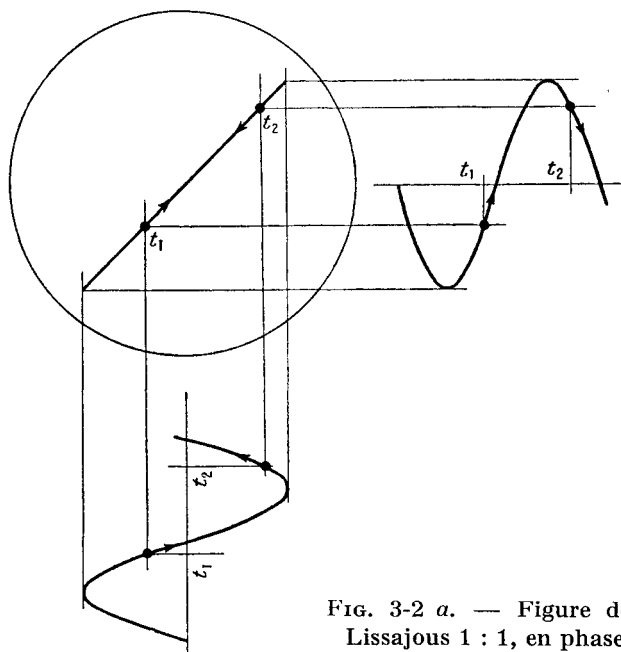


FIG. 3-2 a. — Figure de Lissajous 1 : 1, en phase.

de même fréquence ont un déphasage nul, la courbe de Lissajous résultante est une droite, engendrée de la manière indiquée sur la figure 3-2a). En fait, toute forme d'onde appliquée simultanément aux deux paires de plaques engendrera une ligne droite sur l'écran, comme le lecteur s'en rendra facilement compte par lui-même ; toutefois, la trace sera modulée en intensité, comme on l'a vu au § 3.13).

On a tracé toutes les courbes des figures 3-2a à 3-2e dans l'hypothèse de l'égalité des amplitudes des déflexions suivant $X'X$ et $Y'Y$ — autrement dit, après avoir ajusté les tensions

de manière à tenir compte des sensibilités inégales des déflexions par les 2 paires de plaques. Lorsque les déflexions sont inégales, on verra se manifester divers types de déformation des figures (fig. 3-2e).

Supposons maintenant que le déphasage entre les tensions sur les deux paires de plaques soit de 90° . La figure 3-2b indique que, dans ce cas, un tracé circulaire apparaît sur l'écran.

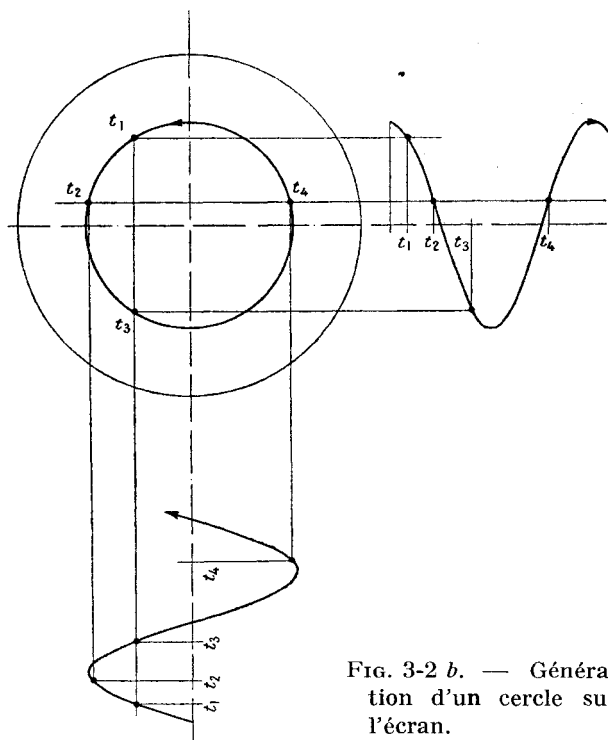


FIG. 3-2 b. — Génération d'un cercle sur l'écran.

Pour des déphasages différents entre les tensions appliquées aux deux paires de plaques, on obtient des ellipses de formes diverses (fig. 3-2c). On utilise parfois ce type de figures de Lissajous pour mesurer les déphasages dans les circuits électriques (Cf. § 8.4).

Supposons maintenant que la tension de déviation suivant $Y'Y$ soit le second harmonique de la tension suivant $X'X$. On

obtient, pour différents déphasages, une série de courbes analogues à celles représentées sur la figure 3-2d.

On notera que les tangentes horizontales, ont deux points de contact avec la courbe, tandis qu'une tangente verticale

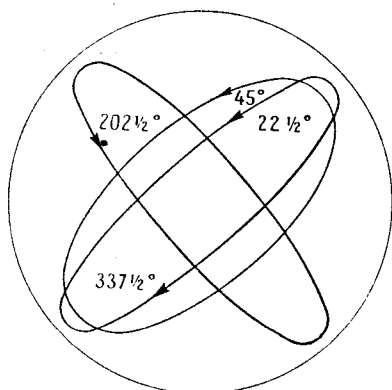


FIG. 3-2 c. — Figures de Lissajous
1 : 1, pour divers déphasages.

n'en a qu'un. Le rapport de ces nombres de points de contact permet de déterminer le rapport des fréquences (Cf. fig. 3-2e). Si n_x est le nombre de points de contact d'une droite parallèle à l'axe des x , et n_y le nombre de points de contact d'une droite parallèle à l'axe des y , f_x la fréquence de la tension de déflexion dans le sens $X'X$, et f_y celle de la tension de déflexion suivant $y'y$, on a :

$$\frac{f_x}{f_y} = \frac{n_y}{n_x} \quad 3.2 A$$

Si le rapport des deux fréquences diffère *légèrement* d'un rapport simple, la trace semble tourner sur lui-même à une fréquence déterminée par la différence entre la fréquence la plus élevée des deux tensions de déflexion, et la fréquence nécessaire à l'obtention d'une figure immobile correspondant au même rapport apparent. Dans le cas, par exemple, d'un rapport apparent de $\frac{3}{4}$, tournant à la vitesse de 1 tour par seconde (essayez donc de

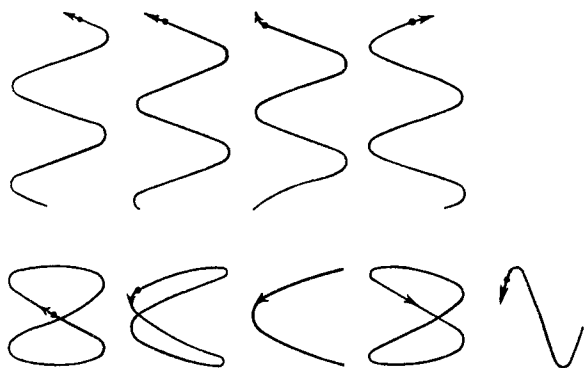


FIG. 3-2 d. — Figures de Lissajous 2 : 1.

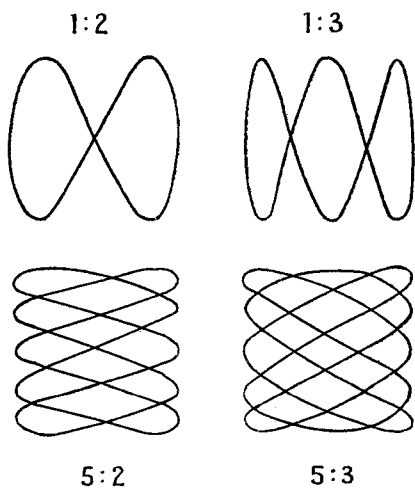


FIG. 3-2 e. — Figures de Lissajous, pour divers rapports de fréquence.

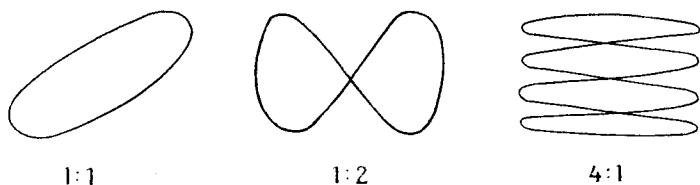


FIG. 3-2 *f*. — Figures de Lissajous vues en perspective.

compter les points de contact sur une figure de Lissajous tournante !) les fréquences réelles seront f et $\left(\frac{4}{3}f \pm 1\right)$ (fig. 3-2 *g*).

Si la différence entre le rapport réel et une fraction simple est suffisamment élevée, l'image tournera à une vitesse qui pourra être supérieure aux 15 t/s environ nécessaires pour faire apparaître tout l'espace couvert par l'image sous la forme d'un rectangle fluorescent plein et de brillance à peu près uniforme.

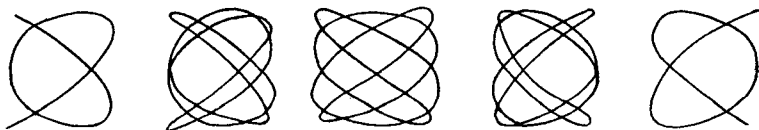


FIG. 3-2 *g*. — Figures de Lissajous 4 : 3 pour divers déphasages.

3. 3. — Courbes en coordonnées paramétriques.

Les cas étudiés aux §§ 3.12 à 3.2 sont des exemples de courbes tracées à partir d'équations paramétriques. On peut définir une courbe dans le plan par une seule relation liant les deux variables x et y . Dans le cas des équations paramétriques, on définit la courbe considérée à l'aide de deux équations, l'une donnant x , l'autre y en fonction d'une troisième variable, qui, dans le cas de l'oscillographe cathodique, est en général le *temps*. On peut alors écrire les équations d'un cercle dont le centre est l'origine des coordonnées, sous la forme

$$x^2 + y^2 = r^2 \quad 3.3 \text{ A}$$

ou $x = r \cos \omega t, \quad y = r \sin \omega t \quad 3.3 \text{ B}$

Si l'on élève au carré, puis ajoute membre à membre les deux équations 3.3 B, on retrouve 3.3 A. Le fait qu'on élimine ωt de ces deux équations en les transformant en une équation unique indique que la courbe résultante est tout à fait indépendante de la fréquence ; ceci constitue la base mathématique de l'étude du § 3.13.

On réalise pratiquement des oscillogrammes en disposant les appareils et les expériences de manière à obtenir deux tensions satisfaisant aux équations

$$x = g(t) \quad 3.3 \text{ C}$$

$$y = h(t)$$

qui représentent, en coordonnées paramétriques, la courbe

$$y = f(x) \quad 3.3 \text{ D}$$

C'est cette dernière équation qui nous intéresse immédiatement et qui est représentée directement par la courbe tracée sur l'écran (1).

Si l'on considère une base de temps linéaire de ce point de vue, on voit que $x = bt$, ou $t = \frac{x}{b}$. Portant cette seconde expression de t dans la seconde équation du système 3.3 C, on obtient $y = h\left(\frac{x}{b}\right)$. Ceci démontre qu'avec une base de temps linéaire, l'axe des X correspond à la variable t quand on présente des signaux de la forme $y = f(t)$. La constante b n'agit que sur l'échelle dans le sens $X'X$.

3. 4. — Familles de courbes.

On a déjà mentionné, dans l'introduction, des familles de courbes pour lesquelles on établit des relations entre deux quantités pour chacune d'une série de valeurs attribuées à une 3^e quantité quelconque, ou « paramètre arbitraire ». On a indiqué, à titre d'exemple, un faisceau de cycles d'hystérésis, dans lesquels

(1) *Exemple.* Lorsqu'on étudiera du fer destiné à un transformateur, x correspondra à H , y à B , et la courbe résultante sera le cycle d'hystérésis du métal correspondant à la valeur maximum du champ H appliqué. Si x correspond à un mouvement de rotation uniforme à une vitesse moyenne égale à celle d'un arbre moteur, y étant alors l'écart instantané entre l'angle de rotation théorique et l'angle de rotation réel de cet arbre, la courbe résultante mettra en évidence les vibrations de torsion de cet arbre.

on donne les courbes $B-H$ d'une éprouvette en fonction de la valeur maximum de H prise comme paramètre arbitraire. En fait, une des premières applications de l'oscillographe cathodique comme traceur de courbe fut la détermination des courbes d'hystérésis d'échantillons de fer (2).

L'oscillographe cathodique convient admirablement à la présentation de familles de courbes, en particulier quand le système physique considéré est tel qu'on peut obtenir toute la série de courbes en une fraction de seconde, ce qui permet de les voir toutes en même temps, donnant ainsi une idée d'ensemble du comportement du système.

Il est évident que la réalisation d'un dispositif permettant de tracer dans ces conditions des familles de courbes nécessite un appareillage compliqué et souvent spécial et beaucoup de travail. Il faut disposer cet appareillage de manière qu'il donne automatiquement toute une série de valeurs bien déterminées V_n au paramètre arbitraire, et qu'il *balaie* pour chaque valeur de V_n toute la série de valeurs que prendra la variable indépendante, etc. En outre, l'oscillographe doit également tracer simultanément — toujours automatiquement — les coordonnées de référence des diverses courbes. Le tracé des courbes caractéristiques des tubes à vide à l'oscillographe est un exemple typique de cette manière d'opérer (fig. 3-61*b*).

On utilise des procédés de ce genre pour tous les systèmes électriques permettant des tracés rapides. Toutefois, même pour des systèmes mécaniques tels qu'il faille plusieurs minutes pour décrire le nombre de cycles nécessaires, le tracé à l'oscillographe cathodique des courbes, avec adjonction d'une caméra photographique, présente de l'intérêt. Si l'on enferme l'écran de l'oscillographe et la caméra dans un boîtier étanche à la lumière, de telle sorte que la lumière ambiante ne puisse atteindre l'émulsion, on peut exposer cette dernière pendant tout le temps nécessaire à l'enregistrement de la famille de courbes sur le négatif. De longues poses de ce genre présupposent naturellement l'emploi de bons oscillographes avec des alimentations stabilisées (§ 4.6) afin que l'image reste fixe. Il faudra de plus revêtir intérieure-

(2) On vit encore, à l'exposition de Physique et de T.S.F. qui eut lieu au Grand Palais, en 1923 (à Paris), un dispositif traceur de courbes d'hystérésis *électromécanique* (Note du trad.).

rement le boîtier étanche d'une couche de peinture noire mate — exactement du même genre que celle utilisée pour l'intérieur des appareils photographiques, etc. — afin d'éviter de voiler l'émulsion par les reflets de la trace lumineuse.

3. 5. — Coordonnées polaires.

Outre les coordonnées rectangulaires, ou cartésiennes, on utilise très souvent les coordonnées polaires ; on peut évidemment utiliser aussi l'oscillographe cathodique par décrire des courbes en coordonnées polaires. Si l'on se reporte à nouveau au § 3.2, on voit

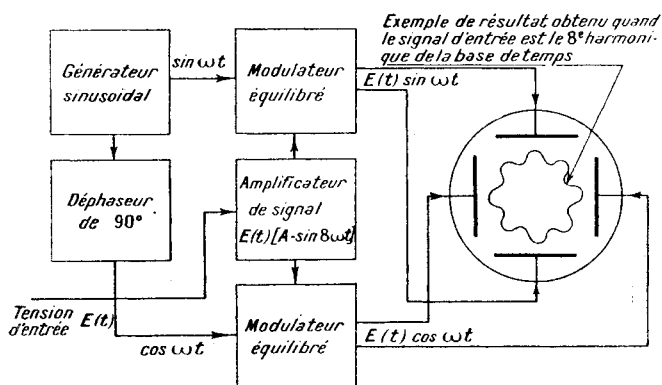


FIG. 3-5 a. — Circuit réalisant une déflexion en coordonnées polaires.

qu'on peut engendrer un cercle en appliquant aux deux groupes de plaques défectrices deux tensions sinusoïdales de même fréquence, mais déphasées de 90° , d'amplitudes telles qu'elles donnent lieu à des déflexions maxima égales. Le rayon du cercle est égal à la valeur maximum de la déflexion produite par une des tensions sinusoïdales.

Ceci conduit à un procédé de déflexion radiale, autrement dit donnant des oscillogrammes en coordonnées polaires. Dans ce système, on synchronise le déplacement angulaire du spot avec la rotation du système à étudier, par exemple l'axe d'un aérien, dont on détermine le diagramme directionnel, ou l'induit d'un moteur électrique. Grâce à des modulateurs équilibrés, on module

l'amplitude instantanée de la déflexion radiale en synchronisme avec l'amplitude du phénomène à mesurer dans la direction correspondante (fig. 3-5a).

Si la modulation radiale utilisée a une fréquence beaucoup plus élevée que celle de la base de temps, on obtient une déflexion

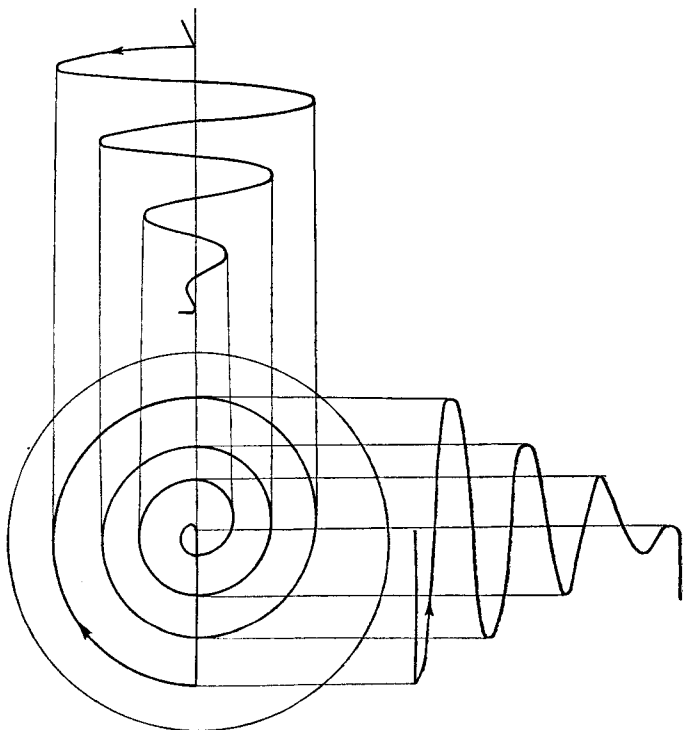


FIG. 3-5 b. — Base de temps en spirale.

radiale, tandis que si la fréquence de la modulation radiale est très inférieure à l'autre, on obtient une base de temps en spirale (fig. 3-5b).

Le second procédé — *très ancien* — de réalisation de diagrammes en coordonnées polaires est plutôt plus compliqué, du fait que le système à étudier ne tourne pas régulièrement, tandis qu'on procède — à des intervalles de temps choisis au hasard — à des mesures dans une direction quelconque. L'exemple le plus

célèbre, et en même temps le plus ancien, d'un système de ce genre est le « goniomètre instantané à tube cathodique » de Sir Watson WATT (1), mis au point en 1916, et servant à déterminer la direction des parasites atmosphériques rayonnés par des décharges orageuses.

Ce système repose sur l'application, aux deux paires de plaques déflectrices orthogonales, de tensions respectivement proportion-

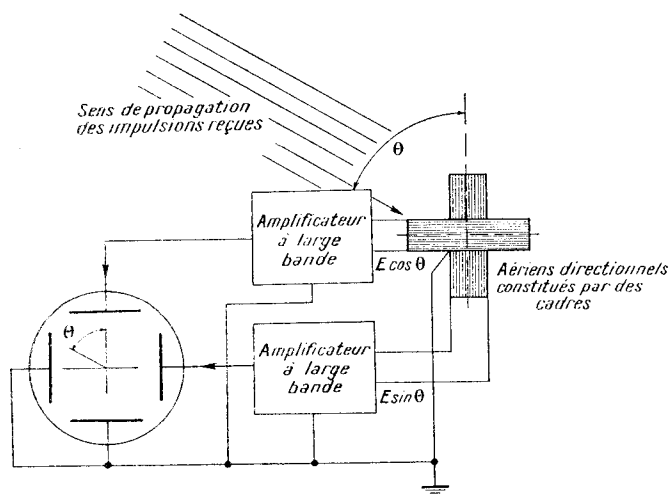


FIG. 3-5 c. — Déflexion radiale.

nelles au sinus et au cosinus de l'angle de réception, grâce à deux aériens constitués par des cadres récepteurs convenablement disposés (fig. 3-5c).

L'application la plus répandue de la modulation radiale de base de temps circulaires est la mesure d'intervalles de temps — entre deux impulsions. Les bases de temps circulaires présentent deux avantages : elles sont environ 3 fois plus longues — à diamètre du tube égal — que les bases rectilignes, et elles sont, non pas interrompues pendant le temps de retour du spot, mais continues.

On les utilise, par exemple, dans les appareils radioélectriques,

(1) Inventeur du RADAR (Note du trad.)

tels que les altimètres, servant à la mesure des distances. La première impulsion apparaît sur l'écran au moment de l'émission du signal (lui-même une impulsion), tandis que la seconde apparaît à l'instant de la réception du signal réfléchi par l'objet dont on mesure la distance. Comme la vitesse de propagation des signaux radio électriques est uniforme, l'intervalle de temps entre les deux impulsions apparaissant sur l'écran est directement proportionnel à la distance à mesurer, et par suite à l'arc de la base de temps circulaire décrite par le spot tournant à une vitesse uniforme.

3. 6. — Présentations à trois dimensions.

On a réalisé deux systèmes « tri-dimensionnels » en oscillographie électronique. L'un utilise réellement une troisième variable ou « dimension », à savoir la modulation de l'intensité lumineuse; en fait, le seul résultat obtenu est le placement de repères d'étaonnages sur les courbes classiques à deux dimensions. L'autre se contente d'utiliser les deux dimensions X et Y, tout en donnant l'impression de trois dimensions, comme dans un dessin en perspective.

3. 61. — Modulation suivant « l'axe des Z ».

L'écran d'un tube cathodique est une *surface*, et ne possède, par conséquent, que deux dimensions. Comme les plaques défléctrices sont orthogonales, il est assez indiqué de prendre les axes $X'X$ et $Y'Y$ de déflexion comme axes de coordonnées. Dans certains types de présentation, l'axe des X représente la dimension « temps ».

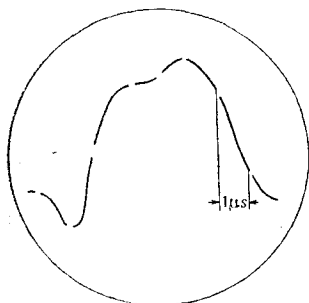


FIG. 3-61 a. — Étaonnage en temps.

Dans certains oscillographes, on raccorde à une borne extérieure la grille ou la cathode du tube cathodique, de manière à pouvoir moduler, grâce à une tension convenable, l'intensité du faisceau. Dans les applications courantes, on se contente de moduler le flux d'électrons par tout ou rien (fig. 3-6a) à

intervalles déterminés à l'avance, de manière à réaliser un étalonnage dans le temps. On appelle parfois cette opération « modulation suivant l'axe des Z », bien que l'expression axe des Z signifie d'ordinaire un axe de coordonnées spatiales perpendiculaire au plan des xy , en d'autres termes perpendiculaire — intérieurement ou extérieurement — à l'écran du tube !

Lorsqu'on utilise l'étalonnage en temps avec une base de temps linéaire, il ne fournit aucun renseignement supplémentaire,

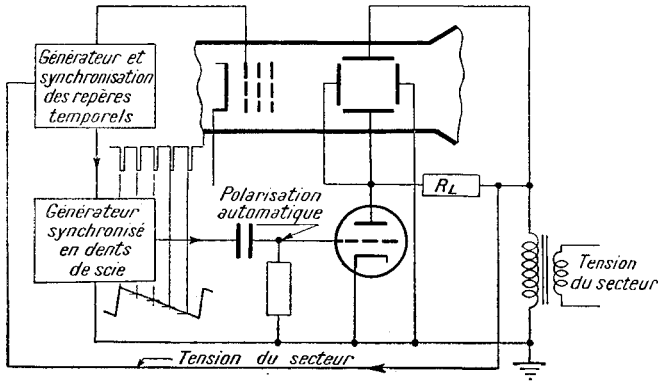


FIG. 3-61 b. — Circuit pour tracer les caractéristiques d'anode des tubes à vide.

même s'il précise les renseignements existants. Ce n'est donc certainement pas une troisième dimension au sens propre du mot. Cependant, quand on trace sur l'écran une courbe caractéristique, où ni l'axe des X , ni celui des Y ne représentent le temps, de telle sorte que la vitesse du spot n'est pas uniforme (Cf. § 3.13) l'étalonnage en temps par modulation d'intensité peut fournir des renseignements supplémentaires, correspondant réellement à une troisième dimension.

A titre d'exemple, on peut tracer les caractéristiques d'anode d'une triode à l'aide du circuit de la figure 3-61b.

Dans le cas présent, les repères temporels représentent la tension grille, si bien que, même si la tension grille varie constamment, on obtient les caractéristiques réelles en faisant passer une courbe continue par les points correspondant à une tension grille constante (fig. 3-61c).

On peut également moduler le faisceau, d'une manière continue, de la brillance maximum à l'extinction complète et obtenir ainsi, grâce à un procédé photométrique (1) une troisième quantité variant de manière continue, et comparable à celle déterminant les déflexions suivant $X'X$ et $Y'Y$. On utilise très rarement cette méthode en pratique.

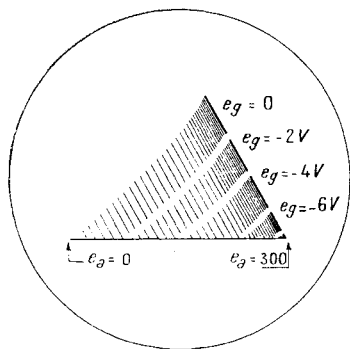


FIG. 3-61 c. — Détermination de caractéristiques d'anode par la méthode de la figure 3-61 b.

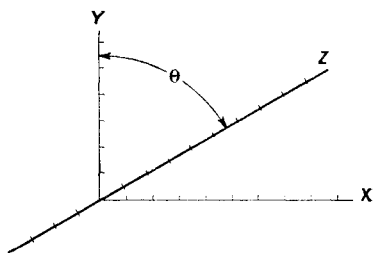


FIG. 3-62 a. — Axes en perspective cavalière.

3. 62. — Présentations en « perspective ».

Quoique le tube cathodique ne donne qu'une représentation dans le plan, il peut tout de même servir à représenter quelque chose qu'on peut reproduire sur le papier en utilisant les méthodes de la géométrie descriptive. Dans ces conditions, l'oscillographe cathodique peut donner une représentation à trois dimensions dans le plan, sous la forme d'un dessin en perspective. Dans un dessin de ce genre, on trace l'axe des Z obliquement par rapport aux deux autres, en utilisant la même échelle (fig. 3-62a).

Pour obtenir ce résultat, on utilise un procédé de balayage semblable à celui employé pour le tracé des familles de courbes. Cependant, au lieu de tracer ces courbes sous forme de fonctions de deux variables X et Y seulement, on utilise également l'axe

(1) Par exemple une cellule photoélectrique (Cf. ZWORYKIN et RAMBERG : *La photoélectricité et ses applications*, traduction H. ABERDAM — Dunod éditeur) — Note du trad.

oblique des Z , pour représenter la valeur de la troisième variable (correspondant au paramètre arbitraire). La tension correspondant à la troisième variable est appliquée aux bornes d'entrée de deux amplificateurs, dont les gains sont respectivement proportionnels au cosinus et au sinus de l'angle compris entre l'axe des

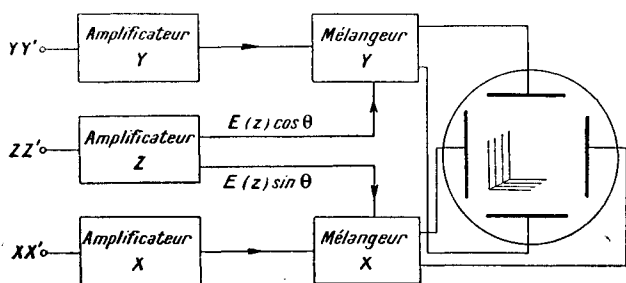


FIG. 3-62 b. — Présentation sur l'écran d'un oscillographe des axes d'une perspective cavalière.

Z et l'axe des Y . On ajoute ensuite ces deux tensions respectivement aux tensions de déflexion $X'X$ et $Y'Y$. De cette manière, l'origine des coordonnées pour chaque courbe successive de la famille (dans le plan des X, Y) se déplace le long de l'axe des Z d'une quantité correspondant à la valeur de la 3^e variable (fig. 3-62b).

CHAPITRE IV

ALIMENTATIONS

POUR OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES

4. 1. — Conditions auxquelles doit satisfaire un bloc d'alimentation pour oscillographes cathodiques.

On peut se rendre compte, d'après les deux chapitres précédents, qu'un équipement autonome pour le tracé des courbes sur l'écran d'un oscillographe cathodique doit être assez compliqué.

Il doit comprendre, au strict minimum, une source de haute tension pour le potentiel accélérateur des électrons, et les réglages de la brillance et de la concentration, et divers moyens permettant de régler la position de l'image sur l'écran (dispositif de *cadrage*) suivant les besoins. Il faut de plus, en général, un amplificateur permettant à des signaux faibles d'engendrer des déviations suffisantes sur l'écran. Ensuite, comme on utilise le plus souvent les oscillographes avec une base de temps linéaire, il faut un générateur de tensions en dents de scie pour cet usage.

On n'incorpore pas, en général, aux oscillographes des équipements spéciaux, tels que ceux destinés au tracé de figures à trois dimensions, et à d'autres applications qui seront étudiées plus loin (chap. VII). Les circuits des oscillographes sont déjà assez compliqués comme cela, et il est préférable de ne pas y incorporer ce dont on ne se sert pas en permanence, mais, au contraire de le réaliser sous la forme d'appareils auxiliaires, à la demande.

4. 2. — Brillance et concentration.

Un point de départ commode pour l'étude de l'oscillographe est le circuit haute tension. Ce n'est que quand on appliquera des tensions appropriées aux diverses électrodes du tube cathodique qu'on réussira à obtenir une tache fluorescente, quelle qu'elle soit, sur l'écran.

4. 21. — Circuit à haute tension.

On applique, entre la cathode et la seconde anode d'un tube d'oscillographe, des tensions de l'ordre de 700 à 4 000 V. Pour déterminer la relation entre cette haute tension et le potentiel de la masse ou du châssis, on doit tenir compte de la manière dont on utilisera les autres électrodes. Dans les cas où l'on raccorde souvent les électrodes déflectrices *directement* à une source de signaux, il est préférable de les mettre au potentiel de la masse ; on détermine ainsi également le potentiel de la seconde

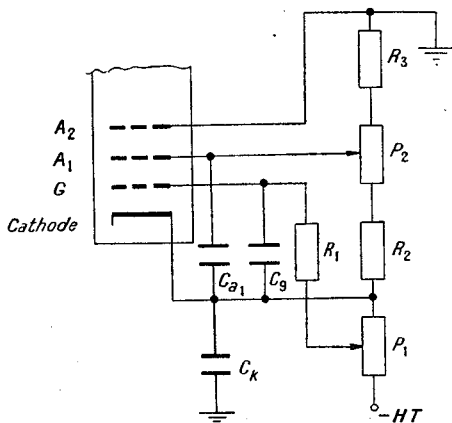


FIG. 4-21 a. — Exemple de circuit haute tension d'un oscillographe cathodique.

anode. Il en résulte que le potentiel de la cathode est négatif par rapport à la masse. Afin de donner aux autres électrodes des potentiels convenables, on les relie à un diviseur de tension entre la cathode et la masse. On utilise divers circuits, qui sont, dans l'ensemble, semblables (fig. 4-21a).

Le potentiomètre P_1 sert au réglage de la brillance ; R_1 est la résistance de protection limitant le courant cathode-grille. Dans le montage de la figure 4-21a, le potentiel de la cathode par rapport aux autres électrodes reste plus constant que dans celui de la figure 4-21b, de telle sorte que l'ajustement de la brillance n'agit pas autant que la concentration du faisceau que dans le second montage.

Les résistances R_2 et R_3 créent la plus grande partie de la chute de tension entre la cathode et la masse, si bien que l'ajustement du potentiomètre P_2 de réglage de la concentration n'est pas très critique.

Comme le courant total transporté par le faisceau n'est égal qu'à une fraction de milliampère, la résistance du diviseur de tension peut être très élevée. Si l'on fait varier le flux d'électrons en agissant sur le potentiel du Wehnelt, cela fait varier le courant absorbé par l'électrode de concentration. Si l'on utilise un diviseur de tension (« bleeder ») ayant une résistance exagérée, la tension

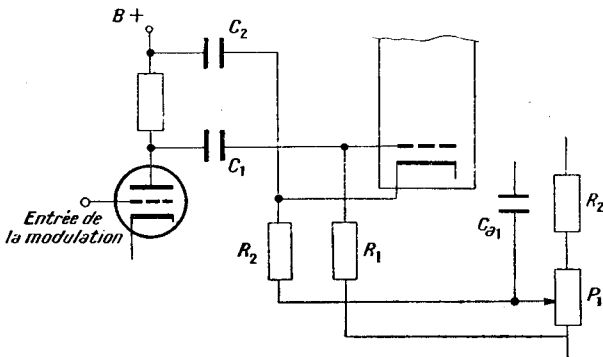


FIG. 4-21 b. — Modification du circuit haute tension d'un oscillographe cathodique pour la modulation en brillance.

de l'électrode de concentration variera, ce qui obligera à un nouveau réglage de la concentration (voir aussi §§ 2.23 et 2.24).

Pour éviter que le courant du secteur d'alimentation n'induisse des tensions à sa fréquence sur les diverses électrodes, il faudra les découpler par rapport à la cathode à l'aide de condensateurs. Si ces condensateurs sont trop grands, l'action des commandes de brillance et de concentration sera affectée d'une inertie considérable due à l'existence de constantes de temps excessives. On découple ensuite la cathode à la masse.

Si l'on désire moduler la brillance, il faut appliquer cette modulation à la grille ou à la cathode. On supprime, dans ce cas, le découplage, qu'on remplace par le condensateur de couplage à

la source de tension servant à moduler la brillance. L'impédance de ce dernier doit être faible, afin de contribuer à la réduction des tensions induites par le courant du secteur. On branche un second condensateur de même capacité entre l'autre électrode (cathode ou grille) et la source de haute tension alimentant l'organe modulateur. Si les constantes de temps des circuits comprenant ces deux condensateurs sont égales (fig. 4-21b), on supprime la modulation accidentelle due aux fluctuations de la tension du secteur d'alimentation.

4. 22. — Disposition réelle du circuit haute tension.

Suivant la valeur de la tension appliquée à la cathode du tube à faisceau électronique, on doit prendre diverses précautions pour assurer un fonctionnement sûr et une durée normale des éléments composants. Ceci détermine l'isolement et les caractéristiques nominales des organes.

4. 221. — Résistances constituant le diviseur de tension.

Le courant circulant dans le diviseur de tension destiné à commander la luminosité et la concentration du spot est très faible. La résistance totale de ce diviseur est telle que la puissance qui y est dissipée est également très faible, en général inférieure à 1 W, et ne dépassant que très rarement 2 W. Il est facile de tomber dans le piège consistant à utiliser, pour réaliser le diviseur de tension, des résistances simples. Mais, dans ce cas, la chute de tension le long de la résistance peut dépasser celle admise par le fabricant. Tout le monde sait que la tension maximum admise aux bornes de ces résistances n'est pas suffisante pour dissiper la puissance nominale prévue (1). Il est fréquent qu'on oublie ce détail et qu'on les utilise à la puissance nominale annoncée. Il faut, au contraire, diviser la chute de tension entre les points de raccordement successifs par la tension nominale prévue pour les résistances utilisées, afin de déterminer le nombre minimum de résistances à monter en série.

(1) Normes « Tesla » pour les résistances à dépôt de carbone :

E_{\max}	P_{\max}
250 V	1/4 W
350 V	1/2 W
500 V	1 W.

4. 222. — Montage des potentiomètres.

Il y a une tension assez élevée entre les éléments fonctionnels des potentiomètres de luminosité et de concentration du spot et la masse ; dans le cas de la commande de brillance, ce sera la totalité du potentiel d'accélération, — qui peut atteindre 4 kV. Il est évident que l'isolement entre le boîtier et le ruban ou le fil résistant ne pourrait pas résister à des tensions pareilles. La tension d'isolement normalement prévue pour un potentiomètre est de 500 V.

A cause de cela, on a fixé le potentiomètre et les résistances du diviseur de tension sur un panneau de Bakélite, les boîtiers étant reliés à une extrémité de la bande ou du fil résistant. Comme les axes seront, naturellement, à un potentiel élevé, il faut, évidemment, les raccorder aux boutons du panneau de commande par une tige isolante, en Bakélite par exemple, ou intercaler un accouplement isolant souple entre l'axe du potentiomètre et la tige prolongeant celui-ci jusqu'au panneau de commande.

4. 3. — Réglage de la position de la trace (ou « cadrage »).

Il est souvent nécessaire de déplacer la trace sur l'écran du tube cathodique, afin d'améliorer son centrage, ou de placer au centre de l'écran sa partie la plus intéressante.

D'une part, les commandes du cadrage corrigent les défauts d'alignement du canon à électrons, défauts inévitables si l'on considère sa construction complexe comportant plusieurs cylindres. D'autre part, il peut arriver que, pour diverses raisons, le signal lui-même déplace l'image. Lorsqu'on utilise un couplage par résistances-capacité (RC), qui élimine la composante continue du signal, il y aura en général une déviation dissymétrique par rapport à la position de repos. Dans le cas le plus extrême, considérons la brève impulsion de la figure 4-3a. Puisque la composante continue est absente, l'excursion positive totale doit être égale à l'excursion négative totale. En d'autres termes, *la position de repos de la trace doit coïncider avec la droite des moyennes distances de la forme d'onde.*

Lorsqu'on utilise un montage à couplage direct, la composante continue constante du signal peut être beaucoup plus grande que les composantes variables — celles qui, en général nous intéressent

le plus — et rejeter celles-ci sur le côté, ou même en dehors de l'écran. Les moyens utilisés pour retrancher, dans ce cas, la composante constante sont identiques à ceux employés dans les dispositifs de cadrage.

Il est également nécessaire de déplacer la figure sur l'écran quand on l'agrandit fortement, si bien qu'on ne peut en voir qu'une

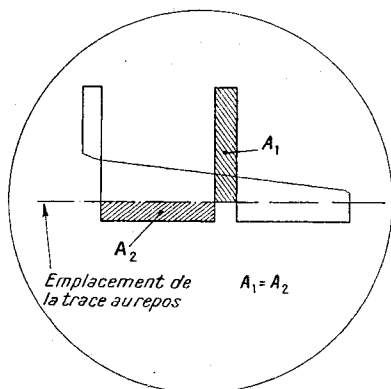


FIG. 4-3 a. — Forme d'onde d'impulsion non centrée.

partie sur l'écran. En déplaçant cette figure, on peut en amener la partie intéressante sur l'écran, ce qui revient à employer l'équivalent d'une loupe électronique. On trouvera plus de détails à ce sujet au § 6.18.

4. 31. — Disposition des circuits destinés au cadrage.

Le procédé le plus simple pour déplacer l'image consiste à utiliser un potentiomètre aux extrémités duquel on applique des tensions positive et négative égales. De cette manière, lorsque le curseur est au milieu, son potentiel est nul, et il en est de même pour la déflexion du spot. On ne peut se servir de ce procédé simple que si le dispositif de déviation de l'oscillographe est asymétrique. Sinon, les avantages de l'ensemble de déviation symétrique disparaîtront en partie quand on se servira de la commande de cadrage, puisque le potentiel moyen de la paire de plaques défectrices deviendra fonction du potentiel utilisé

pour le cadrage; il faudra alors régler à nouveau la concentration du spot chaque fois qu'on déplacera l'image (Cf. § 2.251). Même si, dans ces conditions, on règle à chaque fois la concentration, celle-ci ne sera pas indépendante de la déflexion instantanée, bien que ce phénomène ne soit pas aussi désastreux qu'avec des tensions de déviation dissymétrique.

Une seconde difficulté résulte du fait que les tensions nécessaires sont très importantes. La commande de cadrage doit au minimum amener le spot — en l'absence de toute autre déviation — au bord de l'écran. Avec des tensions accélératrices élevées, et

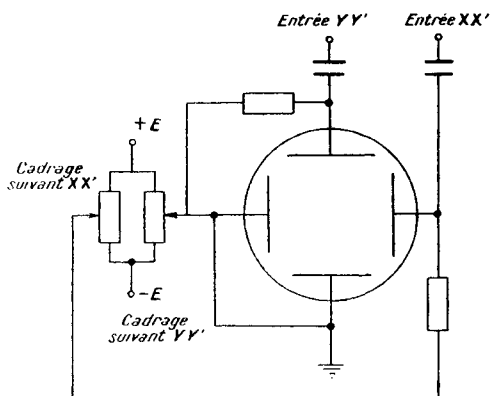


FIG. 4-31 a. — Cadrage dans un montage non symétrique.

quand on utilise les images agrandies dont il était question ci-dessus, il faudrait au moins 600 V aux bornes du potentiomètre. Ceci est, naturellement, hors de question !

Enfin, lorsque le potentiel moyen de l'ensemble des plaques défléctrices est positif par rapport à la seconde anode, il peut apparaître un courant provenant d'électrons secondaires détournés par les plaques défléctrices des électrodes protégeant contre l'action de ces électrons. Ce phénomène peut, surtout dans les oscillographes anciens, faire varier la charge des amplificateurs à haute impédance lorsque la tension de déflexion change de signe, provoquant ainsi de la distorsion.

Les tubes modernes comportent des chicanes et des écrans de manière à réduire dans des conditions satisfaisantes le flux d'électrons secondaires recueilli par les plaques défectrices. D'après les caractéristiques indiquées par les fabricants, il est possible d'utiliser des résistances atteignant 4 à 5 mégohms dans le circuit extérieur compris entre les plaques extérieures et la seconde anode (1).

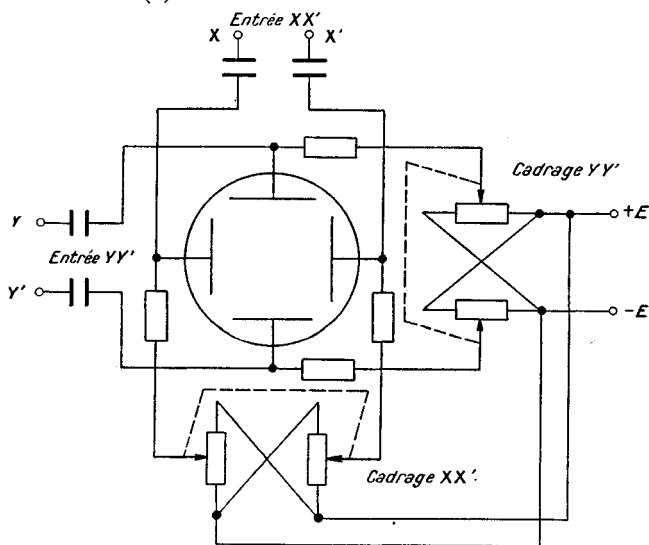


FIG. 4-31 b. — Cadrage dans un montage symétrique.

Un meilleur procédé de cadrage consiste à utiliser deux potentiomètres à commande unique connectés de telle manière que lorsqu'on augmente le potentiel d'une plaque défectrice, on diminue celui de l'autre de la même quantité, maintenant ainsi constant le potentiel moyen (fig. 4-31b). On double ainsi en même temps l'efficacité de la tension utilisable pour le cadrage.

Que le cadrage soit simple ou symétrique, il convient d'utiliser des potentiomètres linéaires. Dans le second cas, les potentiomètres doivent être soigneusement appairés, afin que le potentiel

(1) Les tubes Philips DG7 et DG9 ne peuvent guère admettre — d'après les spécialistes de la question — plus de 500 000 Ω dans le circuit allant d'une plaque défectrice à la seconde anode (d'après l'auteur).

moyen reste réellement très sensiblement constant. Il est évident que de faibles écarts ne donneront lieu qu'à des phénomènes de déconcentration négligeables en pratique.

Dans les deux circuits représentés par les figures 4-31 *a* et 4-31*b*, une modification de la position des curseurs des potentiomètres provoquera un déplacement plus ou moins rapide à travers l'écran, de l'ancienne position de la figure vers la nouvelle, tandis que les condensateurs de couplage se chargent. Dans les oscillographes prévus pour fonctionner à de très basses fréquences, cela peut être très gênant. Il existe plusieurs moyens de remédier à cela. Un fabricant d'oscillographes prévus pour de très basses fréquences résolut le problème en rendant les boutons de commande difficiles à tourner. Dans ces conditions, l'opérateur ne peut pas tourner le bouton de commande d'une manière telle qu'il déplace l'image à une vitesse beaucoup plus grande que la limite imposée par la constante de temps des circuits. D'autres solutions, plus rationnelles, consistent à utiliser un couplage direct dans le dernier étage (§ 3.23) ou des circuits de calage électronique de la ligne de base, avec un circuit de cadrage plus complexe (§ 4.32).

4. 32. — Circuits de calage électronique de la ligne de base.

Dans les amplificateurs de déviation horizontale courants, l'excès de tension disponible par rapport à la valeur nécessaire pour obtenir des déviations normales n'est pas suffisant pour permettre un grand allongement de la base de temps destiné à un examen détaillé du signal. Un procédé utilisable consiste à engendrer une tension en dents de scie écrêtée dont l'amplitude est suffisante pour obtenir une déflexion jusqu'à l'extrême bord de l'écran, et dont la durée est bien inférieure à une période complète (§ 6.18). La valeur moyenne du signal en question diminue au fur et à mesure que sa durée est plus courte (fig. 4-32*a*).

Lorsque la base de temps est reliée aux plaques de déviation par les circuits du §. 4.31, chaque changement de son amplitude nécessitera un nouvel ajustement de la commande de cadrage. On peut supprimer ces ajustements fréquents en utilisant des circuits « de calage électronique de la ligne de base » ou « régénérateurs de composante continue ».

Ces circuits ont été ainsi dénommés du fait qu'ils « bloquent » la crête d'une tension ondulatoire périodique à une tension de référence constante déterminée, ou « régénèrent » la composante continue d'un signal qui a été supprimée par un couplage comportant un condensateur de blocage.

Le circuit de calage électronique de la ligne de base comprend un redresseur monté en parallèle (fig. 4.32b), branché de telle manière que le courant fourni par les crêtes d'une tension ondulatoire périodi-

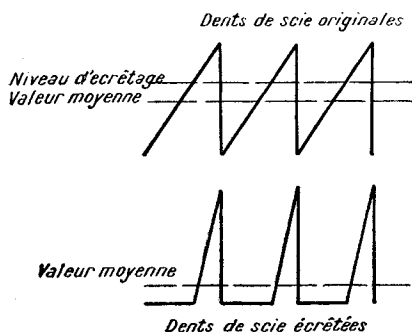


FIG. 4-32 u. — Base de temps à dents de scie écrêtées.

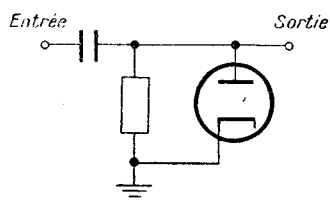


FIG. 4-32 b. — Circuit restituant la composante continue.

que fournisse la polarisation nécessaire au maintien des crêtes à la tension de référence. Cette méthode présente de grandes analogies avec l'auto polarisation des oscillateurs, classe C, où la combinaison d'une résistance de grille, d'un condensateur et d'un circuit grille-cathode constituent le circuit de calage électronique de la tension de référence du tube.

Lorsqu'on utilise une tension en dents de scie écrêtée combinée avec un circuit défecteur symétrique, on peut représenter la tension à appliquer à chaque anode par le tracé de la fig. 4-32c. Dans ce cas, la représentation de la base de temps sera symétrique par rapport à l'axe vertical de l'écran.

Pour obtenir automatiquement les tensions de cadrage nécessaires, on peut employer le circuit de la figure 4-32d avec deux circuits de calage électronique. Il devient alors inutile d'ajuster la tension de cadrage lorsqu'on fait varier la durée de la base de temps en dents de scie écrêtées. Cet ajustement n'est nécessaire que quand on fait varier l'amplitude de la base de temps.

Finalement, lorsqu'on dispose le circuit de calage électronique de telle manière que le spot parte toujours du même point voisin du bord gauche de l'écran, on peut conserver en permanence ce

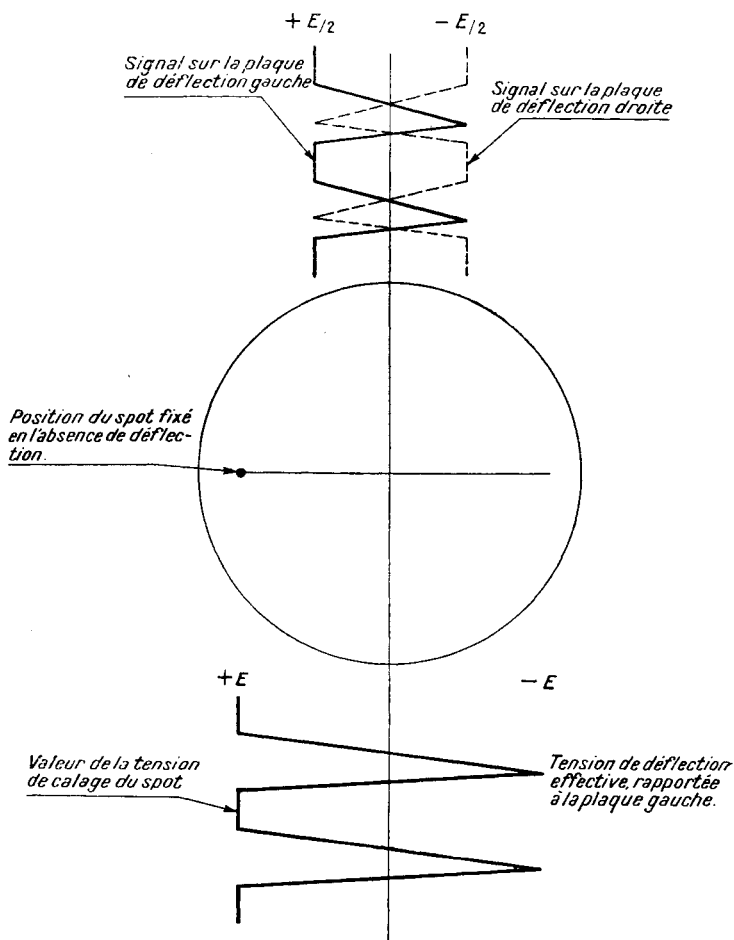


FIG. 4-32 c. — Tensions de déflexion pour une base de temps à dents de scie écrêtées.

réglage ; il est alors, dans ce cas, nécessaire et suffisant de pouvoir régler l'amplitude de la base de temps, sans ajustement de la position dans le sens horizontal. On n'utilisera alors un ajuste-

ment de position que dans le cas de l'amplificateur « X », pour pouvoir centrer horizontalement l'image si le déplacement vers la gauche des traces est gênant pour l'opérateur.

On peut utiliser le même circuit pour l'ensemble de déviation « Y », en calant électroniquement la tension de sortie sur une

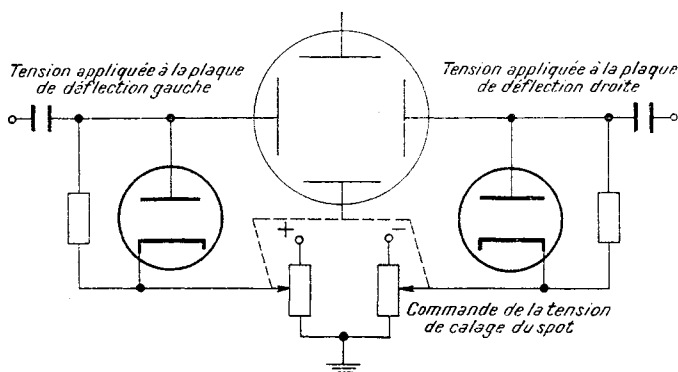


FIG. 4-32 d. — Circuit de déflexion avec restitution de la composante continue.

position de référence, à la partie inférieure de l'écran. Toutefois, comme il faut alors faire bien attention d'empêcher le redresseur en parallèle de déformer les crêtes des tensions ondulatoires très pointues, on ne s'en sert pas pour cette application. Comme on l'a indiqué ci-dessus, la meilleure solution consiste à utiliser un couplage direct pour l'étage de sortie (§ 5.23).

4. 33. — Liaisons directes aux plaques déflectrices.

Quelle que puisse être la qualité d'un amplificateur d'oscillographe, il peut arriver qu'on tombe un jour précisément sur des signaux qu'il ne peut amplifier dans de bonnes conditions. Si leur amplitude est suffisante, on peut essayer de les appliquer directement aux plaques de déviation.

Les sources des signaux sont, en général, dissymétriques, de telle sorte qu'on ne peut appliquer les tensions de signal qu'à une plaque. Il est commode de choisir la plaque supérieure, pour que des tensions positives engendrent des déviations vers le haut. On établit très simplement, dans la plupart des oscillographes, cette liaison en amenant les connexions aux plaques déflectrices sur

une plaquette à bornes à l'arrière de l'instrument, avec des cavaliers qu'on peut retirer pour mettre hors circuit la sortie de l'amplificateur (fig. 4-33 a).

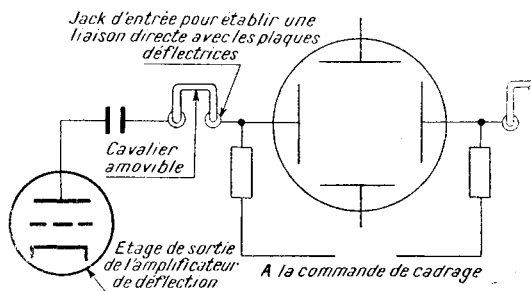


FIG. 4-33 a. — Connexion directe aux plaques.

Une connexion directe court-circuite en principe la tension de cadrage et il devient alors impossible de déplacer la trace. Si la composante continue est importante, il peut arriver que la trace soit déportée à l'extérieur de l'écran. Il y a intérêt, dans ce cas, à utiliser un condensateur de couplage.

Un condensateur de couplage transmettant un signal consistant en une composante variable superposée à une composante (continue) constante peut être remplacé — théoriquement — par

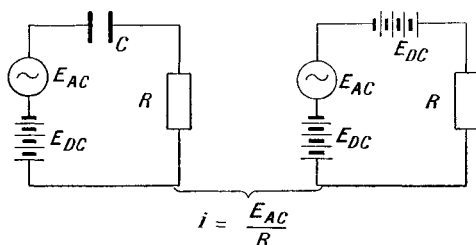


FIG. 4-33 b. — Circuit équivalent à un circuit à couplage par condensateur.

une pile dont la tension et la polarité sont telles qu'elles annulent exactement la composante continue (fig. 4-33 b). La f.é.m. de la pile remplaçant le condensateur varie automatiquement, de manière à correspondre toujours à la composante continue du signal.

La principale différence entre un condensateur et une pile

réelle est la diversité des dimensions et, par suite, des capacités relatives par rapport au sol. Ceci a une importance primordiale quand on étudie une source d'impédance élevée, et il peut en résulter une distorsion importante. Il faut, naturellement, que la constante de temps des organes de couplage soit suffisante pour transmettre les composantes à très basse fréquence des signaux étudiés.

Lorsque la capacité supplémentaire due à une batterie anodique n'a pas une influence trop nuisible sur le signal, on a ainsi un moyen d'éliminer une composante permanente et continue du signal, ce qui nous permet d'étudier le signal complet au lieu de la partie alternative seule. Cela est parfois utile, par exemple pour mesurer la profondeur de modulation d'émetteurs avec un appareil de contrôle à redresseur pour fortes puissances.

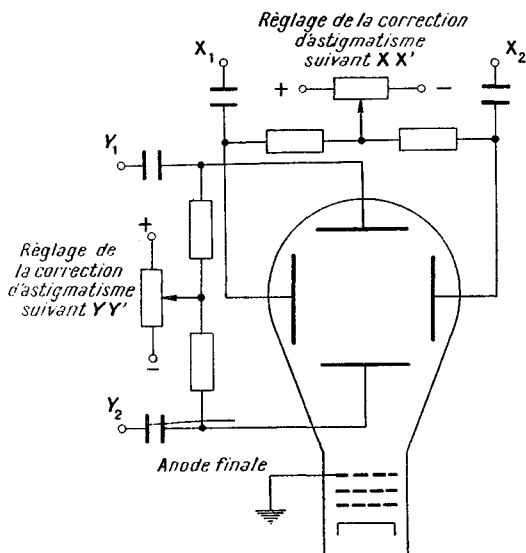


FIG. 4-4 a. — Circuit fondamental de correction de l'astigmatisme.

4. 4. — Circuit anti-astigmatique.

Le circuit symétrique de cadrage décrit au § 4.31 ne provoquera aucune déconcentration du spot à condition que le canon à électrons et les ensembles de déviation soient correctement alignés.

« La valeur de l'erreur d'alignement suffisante pour engendrer de l'astigmatisme est si faible qu'une correction est nécessaire avec la plupart des tubes, et l'on va décrire par conséquent une méthode pour y remédier (1) ».

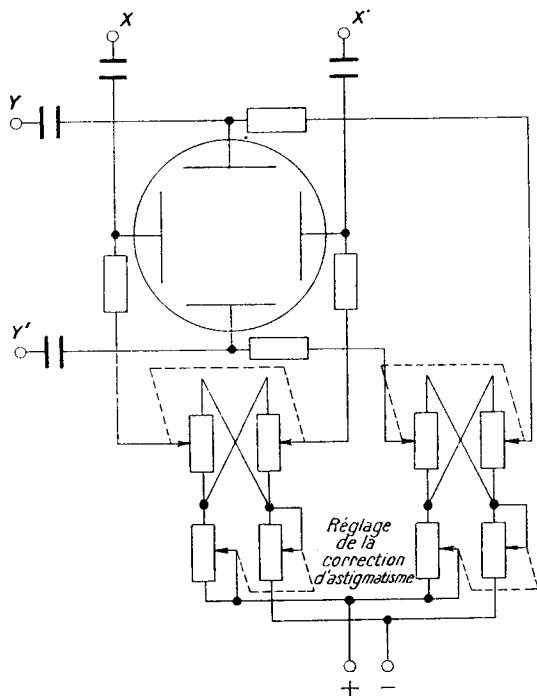


FIG. 4-4 b. — Circuit pratique de correction de l'astigmatisme, combiné avec les commandes de cadrage.

Le principe de la méthode de correction repose sur le fait qu'on crée une lentille correctrice de faible puissance en modifiant délibérément les potentiels moyens des couples de plaques défléctrices ! On doit, naturellement, opérer de manière à ne pas

(1) O.S. PUCKLE. *Time bases* (Bases de temps), Londres 1943, p. 150-154. (Une traduction française de cet ouvrage a été publiée aux éditions CHIRON à Paris — Note du trad.). Sur le passage cité repose tout le § 4.4.

modifier la position du spot. Cette condition est exactement à l'opposé de celle d'une déflexion et d'un cadrage anastigmatiques, dans lesquels on cherche à déplacer le spot sans modifier le potentiel moyen. La fig. 4-4a représente le circuit de base utilisé dans ce but.

La figure 4-4b représente un circuit utilisé en pratique, comportant des potentiomètres doubles à commande unique, semblables à des commandes de cadrage, On peut, de plus, associer ce circuit à des circuits de calage électronique (§ 4.32), à un étage de sortie à couplage direct (§ 5. 23), etc.

4. 5. — Alimentations à haute tension.

Un oscillographe fabriqué en 1903 comportait une machine électrostatique à huit plateaux. Les craquements et autres bruits insolites qu'elle faisait entendre quand un assistant de laboratoire tournait la manivelle durent être l'accompagnement bizarre autant qu'étrange de ces premières expériences. Les oscillographes électroniques comportent trois types de sources de haute tension, reposant toutes sur des principes purement électroniques.

4. 51. — Transformateur et redresseur.

La méthode la plus courante d'obtention d'une tension élevée consiste à disposer un enroulement secondaire sur le transformateur, associé à un redresseur demi-onde et un filtre à condensateur d'entrée.

Comme la puissance totale consommée n'est que d'une fraction de watt, on relie l'enroulement haute tension à une borne de l'enroulement secondaire de l'alimentation anodique, diminuant ainsi le nombre de spires nécessaires.

Comme la charge est constituée par une résistance très élevée — celle du tube proprement dit étant de l'ordre de 20 mégohms, et celle du diviseur de tension de l'ordre de plusieurs centaines de milliers d'ohms au minimum — il est inutile d'employer des condensateurs de filtre de forte capacité, dans un filtre en Π . On peut prendre, comme valeur type, $0,5\mu\text{F}$. Même dans ces conditions, on peut recevoir une commotion très violente en touchant accidentellement le condensateur quand l'instrument est sous tension. Si l'on tient compte des dimensions du condensa-

teur, il est plus simple d'employer un redresseur demi-onde que d'utiliser deux enroulements haute tension identiques. La figure 4-51 *a* représente un exemple de circuit d'alimentation *HT*.

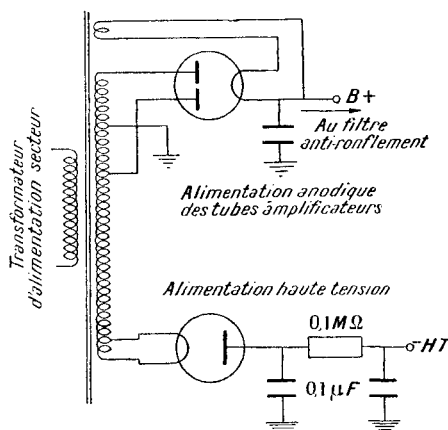


FIG. 4-51 *a*. — Bloc d'alimentation haute tension sur secteur.

4. 52. — Multiplicateur de tension.

Un circuit dont on a souvent proposé l'emploi pour les oscillographes électroniques est le circuit multiplicateur de tension bien connu, dont la figure 4-52 *a* donne quelques exemples.

Il est possible, dans les multiplicateurs à quatre étages, d'utiliser des redresseurs au sélénium courant pour 300 V et d'obtenir une tension nettement supérieure à 1 000 V. La tension de sortie réelle est naturellement inférieure à 4 fois la tension de crête aux bornes du transformateur, à cause de la très mauvaise régulation de ce genre de redresseur. Alors qu'il faut quatre condensateurs, leur tension de service est égale à la moitié seulement de la tension de sortie, et l'on supprime ainsi complètement l'enroulement haute tension du transformateur, avec son isolement encombrant.

4. 53. — Alimentation haute tension par générateur haute fréquence (dit « T.H.T. »).

L'alimentation haute tension par générateur haute fréquence est un circuit qui fut étudié à l'origine pour transformer la tension

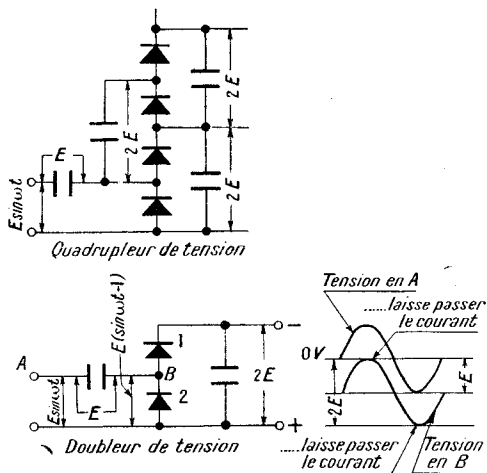


FIG. 4-52 a. — Dispositifs multiplicateurs de tension

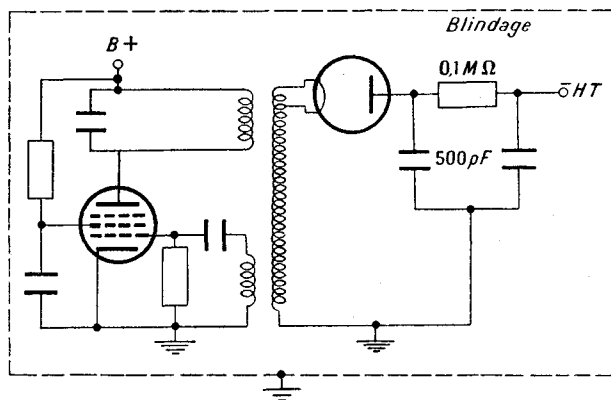


FIG. 4-53 a. — Circuit haute fréquence pour alimentation haute tension (dit T.H.T.)

d'un secteur continu en tension très élevée, et qui peut fournir directement 10 000 à 30 000 V et même plus, sans nécessiter de circuits multiplicateurs. Il se compose essentiellement d'un étage oscillateur de puissance oscillant sur une fréquence de l'ordre de 10 à 1 000 kHz (en général 300 000 Hz environ), avec un enroulement secondaire à Q élevé, qui fournit la tension nécessaire. On utilise un tube redresseur à faible courant de chauffage (1) fourni par quelques spires couplées lâchement à l'enroulement haute tension. On supprime ainsi le problème de l'isolement de

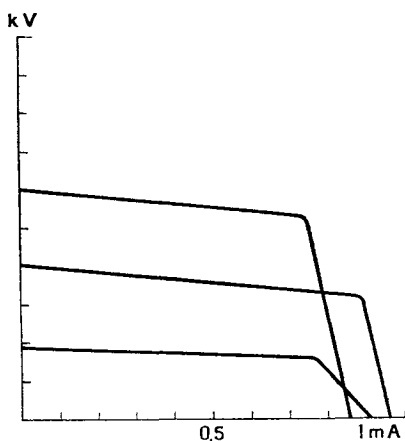


FIG. 4-53 b. — Courbes de régulation types pour le circuit H.F. d'alimentation haute tension de la figure 4-53 a.

l'enroulement de chauffage du redresseur (lorsque la seconde anode est à un potentiel élevé, et la cathode à la masse, comme en télévision). L'enroulement secondaire est bobiné en plusieurs sections pour réduire sa capacité répartie et augmenter son Q . L'enroulement primaire est en fil toronné (dit « fil de Litz ») (2) de forte section, comportant par exemple de 40 à 50 brins, car

(1) Fabriqué spécialement pour cette application — N. du trad.)

(2) A tort, l'expression « fil de Litz » vient de l'expression allemande « Litzendraht » ou « fil toronné ». (N. du trad.)

le courant qui passe dedans est énorme; la bobine de réaction est à l'extrémité opposée. La figure 4-53a représente un exemple de circuit utilisé avec ce type d'alimentation, et la figure 4-53b les courbes de régulation correspondantes.

Comme la fréquence du courant est élevée, les condensateurs de filtrage nécessaires sont très petits. Tout comme pour l'oscillateur proprement dit, lorsque la charge croît au-delà de celle correspondant à un point de fonctionnement normal, le Q du secondaire diminue dans une telle proportion que les oscillations cessent purement et simplement. Il en résulte que ce système d'alimentation offre une sécurité beaucoup plus complète que n'importe quel dispositif classique d'alimentation sous 50 Hz (1).

Un autre avantage des alimentations H.T. à haute fréquence est le fait qu'elles fonctionnent à partir d'une tension d'anode redressée, et non directement à partir d'un transformateur relié au secteur. On peut ainsi stabiliser facilement cette haute tension. On trouvera au paragraphe suivant une étude complète de cette question, et des problèmes qui y sont associés.

Une difficulté évidente dans le cas des alimentations haute fréquence à haute tension est le blindage. La puissance H.F. totale atteint plusieurs watts. Il faut éviter que ces watts induisent des tensions parasites sur les éléments voisins, et en particulier sur les plaques défléctrices et les circuits de modulation de la brillance de l'oscillographe. Heureusement, l'oscillateur, le redresseur et les filtres sont assez petits pour qu'on puisse enfermer complètement le tout dans un petit boîtier en métal perforé faisant bien l'affaire.

Il sera peut-être nécessaire de placer l'ensemble du circuit, avec son blindage, sur des isolateurs d'écartement, et de relier un de ses points à la masse si les interférences HF sont particulièrement gênantes (2).

(1) L'auteur a souvent touché des alimentations à 10 000 V pour télévision réalisées de la manière décrite dans ce paragraphe sans le moindre désagrément.

(2) Le type d'alimentation analogue à celui ci-dessus, mais qui utilise la surtension inductive prenait naissance dans la bobine de déviation « lignes » des récepteurs de télévision à déflexion magnétique ne sera pas étudié ici.

4. 6. — Alimentations stabilisées.

La tension des secteurs urbains est loin d'être constante. Outre les fluctuations lentes dues aux variations de charge pendant le jour et la nuit, il apparaît des surtensions à front raide quand on met en circuit — ou hors circuit — des machines. Ces phénomènes transitoires sont particulièrement gênants dans les zones industrielles — où l'on utilise précisément des oscillographes.

L'oscillographe est, avant tout, un dispositif mesurant les tensions ondulatoires — donc un instrument pour mesures qualitatives. Toutefois on peut fréquemment utiliser un oscillographe bien conçu pour des mesures quantitatives précises. Les deux types de fluctuations de la tension du secteur mentionnés ci-dessus gênent de diverses façons l'utilisation des oscillographes — aussi bien qualitativement que quantitativement.

4. 61. — Influence des perturbations de la tension du secteur dues à des phénomènes transitoires.

Une brusque variation de la tension du secteur provoquera une variation brusque de la tension anodique si le filtrage est insuffisant: En effet, lorsque la tension du secteur croît brusquement, la charge du premier condensateur de filtrage augmente par l'intermédiaire du transformateur et des tubes redresseurs, tandis que, lorsqu'elle décroît brusquement, le tube redresseur ne débite plus, jusqu'à ce que les condensateurs de filtrage se soient suffisamment déchargés.

Indépendamment de toute action sur les amplificateurs et les générateurs de base de temps eux-mêmes, les surtensions du secteur peuvent déformer *directement* l'image.

Les perturbations sont les plus graves quand on utilise un système de déviation asymétrique. Les variations brusques de la tension d'alimentation anodique sont transmises, par l'intermédiaire de la résistance de charge anodique et du condensateur de couplage à une seule plaque déflectrice, provoquant ainsi un déplacement parasite du spot (fig. 4-61 a). Le tube chargé par la résistance d'anode, atténué par lui-même le phénomène transitoire, mais seulement dans une faible mesure, car c'est en général une pentode ou une tétrode à faisceaux dirigés, ayant une résistance intérieure élevée.

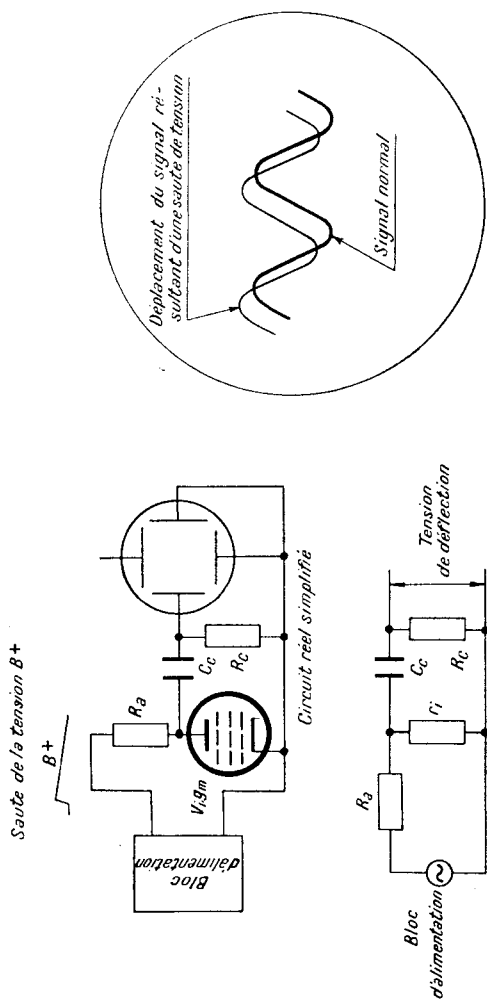


Fig. 4-61 a. — Perturbations transitoires de la trace résultant d'une déflexion dissymétrique.

Quand l'ensemble de déviation est symétrique, les variations de la tension d'alimentation sont naturellement transmises identiquement — ou quasi identiquement — aux deux plaques de déviation d'une même paire, de telle sorte que leur action est beaucoup plus faible. Ceci est un argument de plus en faveur de la déflexion symétrique.

Les phénomènes transitoires se produisant sur le réseau d'alimentation peuvent également agir sur la trace par l'intermédiaire de la source haute tension. La tension de concentration correspondant à un flux d'électrons donné est une fraction déterminée de la tension d'accélération, si bien que la concentration n'est que relativement peu affectée. Toutefois, la sensibilité de déflexion varie en même temps que la haute tension. Si le spot est au voisinage de la déflexion maximum, une fluctuation transitoire de la haute tension peut déplacer momentanément le spot.

De plus, les variations de tension anodique modifiant le gain des amplificateurs, peuvent être transmises à une grille par l'intermédiaire de la résistance d'anode précédente et être ensuite amplifiées, etc. Certaines de ces influences se compensent mutuellement, d'autres non.

La meilleure défense contre les perturbations transitoires est un filtrage suffisant. Ce qui signifie qu'il convient d'utiliser des filtres comportant au moins deux éléments dans tous les circuits redresseurs, même si, comme dans le circuit haute tension, un seul condensateur était suffisant pour supprimer le ronflement. Cette manière de faire permet d'« étouffer » les variations brusques de tension aux bornes du premier condensateur par les éléments de filtre suivants. Il en résulte qu'il faudra placer des condensateurs électrolytiques de forte capacité, et de grosses inductances de filtrage dans l'alimentation anodique principale, et de fortes résistances dans la partie série du filtre à haute tension. La constante de temps globale du filtre devra être d'au moins une demi-seconde.

4. 62. — Influence des fluctuations à longue période (journalières) de la tension du secteur.

Un tube à faisceau cathodique en service exige de nombreux ajustements de tension pour un réglage correct — comme on l'a vu au chapitre III et dans les sections précédentes du présent chapitre. Lorsque les tensions varient lentement, les rapports des

différents potentiels ne sont plus corrects, et, l'on observe qu'après une fluctuation d'amplitude suffisante il y a lieu de retoucher le cadrage et la concentration. Dans les applications courantes, de légères variations des potentiels n'ont pas de conséquences graves. Toutefois, dans le cas d'oscillographes destinés à des recherches quantitatives, des fluctuations de ce genre sont aussi graves que quand elles se manifestent dans un voltmètre à tube électronique ou un générateur de signal.

4. 63. — Stabilisation par tubes à effluves ou à décharge dans les gaz.

Le procédé le plus simple et le moins coûteux de stabilisation du fonctionnement d'un appareillage électronique consiste à placer des tubes à décharge dans un gaz en des points convenablement choisis, à savoir ceux auxquels sont appliquées les tensions d'écran des étages amplificateurs, les tensions anodiques des générateurs de base de temps et la tension d'accélération. On a mis récemment au point pour cette dernière un tube à décharge par effluve (effet Corona) qui permet de réguler la haute tension d'une manière très analogue à la régulation des tensions plus faibles par des tubes à décharge dans les gaz.

Cette méthode de stabilisation présente l'inconvénient de ne pas pouvoir être appliquée dans tous les cas. Bien qu'on puisse ainsi stabiliser les tensions les plus critiques, il est évidemment antiéconomique et peu pratique de stabiliser de cette manière, tout un oscillographe dont la consommation totale atteint plusieurs centaines de milliampères et dont la tension d'alimentation anodique doit être au moins de 600 V.

4. 64. — Stabilisation par régulateur magnétique.

La méthode la plus efficace de stabilisation des tensions consiste à utiliser un régulateur magnétique, ce qui permet de stabiliser toutes les tensions, y compris celles d'accélération et de chauffage. Toutefois on observe que pratiquement tous les régulateurs exclusivement magnétiques sont sensibles aux variations de fréquence ; c'est un grave défaut dans le cas présent. De plus même les meilleurs oscillographes sont des instruments très lourds. Les régulateurs magnétiques ajoutent plus au poids total de l'instrument que d'autres procédés.

4. 65. — Alimentations à régulation électronique.

La méthode la plus pratique à employer est l'alimentation bien connue à régulation électronique, dont le principe est représenté sur la figure 4-65a. On compare une fraction de la tension de sortie de l'amplificateur série avec la tension de référence fournie par une pile ou un tube stabilisateur à décharge dans un gaz. On amplifie la différence des tensions ainsi obtenues, et on l'applique à la

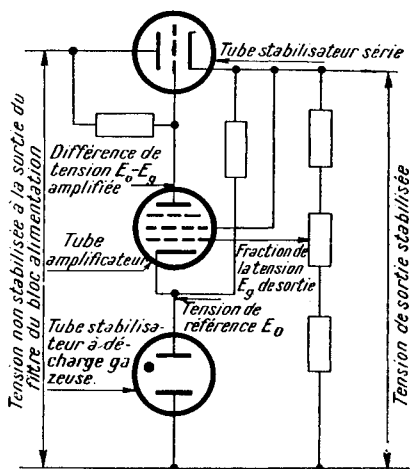


FIG. 4-65 a. — Principe du régulateur de tension électronique.

grille de commande du tube de l'amplificateur série, avec une polarité choisie de manière à diminuer cette différence de tension. Ces stabilisateurs permettent de ramener des variations de 15 % de la tension du secteur à 1 % sans précautions spéciales.

Non seulement les régulateurs électroniques empêchent les variations de tension du secteur d'agir sur les circuits de l'oscillographe, mais les variations de charge dues aux changements de régime de fonctionnement de l'oscillographe ne peuvent avoir une influence quelconque sur la tension d'alimentation. On réduit en même temps la tension alternative résiduelle à une valeur absolument négligeable sans avoir besoin d'utiliser de gros condensateurs ou inductances de filtrage. Du fait qu'on maintient

la tension de sortie de l'alimentation sensiblement constante en dépit des variations de charge, l'impédance de sortie apparente n'est que de quelques ohms.

Les oscillographes à alimentation régulée sont si encombrants et si lourds qu'on monte en général l'alimentation sur un châssis différent de celui des circuits de l'oscillographe proprement dit. On place les deux châssis soit sur un rack mobile soit dans deux coffrets séparés, reliés par un câble blindé. On place alors le coffret contenant l'oscillographe sur la table de travail, comme les oscillographes autonomes normaux, tandis qu'on peut placer sous la table le coffret contenant l'alimentation.

On peut stabiliser la haute tension en utilisant une alimentation type H.F., avec tension anodique stabilisée.

4. 7. — Transformateurs et inductances pour oscillographes.

Puisque les champs magnétiques agissent sur le faisceau d'électrons de l'oscillographe, il ne faut pas oublier de protéger contre les champs magnétiques variables le tube cathodique. Un transformateur d'alimentation mal construit et mal installé peut provoquer une déflexion de 5 mm à 50 Hz, sinon davantage ! On reconnaît les déviations magnétiques de ce genre à ce que le spot se déplace même si les plaques déflectrices sont en court-circuit.

4. 71. — Choix du type de transformateur.

Les divers types de transformateurs n'engendrent pas tous le même champ extérieur.

Le transformateur blindé (ou cuirassé) classique du type de la figure 4-71a, avec une seule carcasse pour les enroulements est le plus nuisible. Il produit un champ extérieur intense, concentré le long de l'axe du noyau médian.

Une disposition nettement meilleure est celle du transformateur à deux noyaux de la figure 4-71b, dans lequel tous les enroulements sont répartis également entre les deux noyaux, ce qui réduit le champ extérieur à une très faible valeur. En passant du transformateur blindé à 3 noyaux au transformateur à deux noyaux, on peut réduire le champ extérieur dans un rapport de l'ordre de 10 à 1. La meilleure solution serait évidemment d'utili-

liser un transformateur toroidal, en répartissant les enroulements sur toute la longueur du tore. Pour réduire au minimum le champ magnétique extérieur, il faut étudier le transformateur de manière que l'induction maximum B_{\max} de ses tôles soit relativement faible ($8 \text{ Wb/m}^2 = 8\,000 \text{ Gs}$).

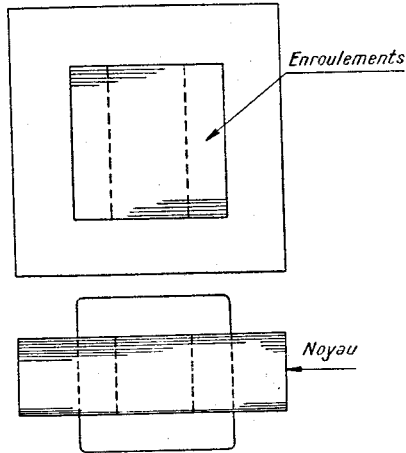


FIG. 4-71 a. — Transformateur cuirassé.

4. 72. — Emplacement et orientation des transformateurs d'alimentation.

La plupart des tubes cathodiques d'oscillographes sont si longs qu'ils occupent toute la longueur du châssis. Hormis les ensembles montés sur racks, la disposition courante est un coffret de faible largeur, le tube cathodique étant au milieu, et au voisinage du couvercle supérieur du coffret.

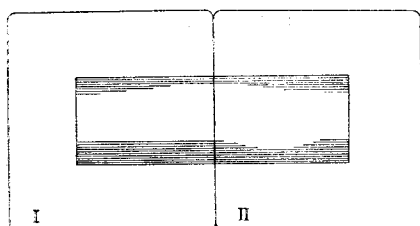
Certaines personnes qualifiées disent que, dans ce cas, le meilleur emplacement pour le transformateur est à l'avant, au voisinage du fond du coffret, les tôles des noyaux étant dans un plan horizontal. Dans ces conditions, la plus grande partie des lignes de force magnétiques passe complètement à l'écart du tube (fig. 4.72a).

Toutefois, comme il pourrait ainsi avoir une action nuisible sur les étages d'entrée de l'amplificateur, on le monte en général à l'arrière. La meilleure orientation ne pourra être déterminée que

par des essais. Toutefois, pour faciliter le montage, on s'arrangera pour que les côtés du transformateur tout au moins restent parallèles aux côtés du coffret.

4. 73. — Blindage magnétique.

Une des raisons du poids élevé des oscillographes est la nécessité d'un bon blindage magnétique entre le transformateur et le tube cathodique. On y parvient en général en insérant une plaque en



La totalité des enroulements primaire et secondaire est répartie également entre les bobines I et II

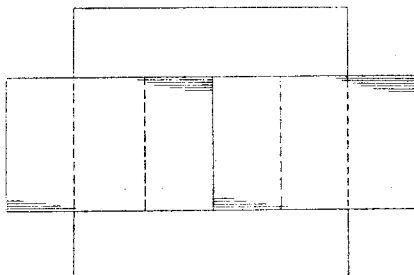


FIG. 4-71 b. — Transformateur à deux noyaux.

acier épaisse (≥ 5 mm) entre eux, servant d'écran magnétique. Lorsqu'on peut s'en procurer, des blindages en mumétal et en permalloy entourant le tube lui-même sont très efficaces, et contribuent à réduire le poids.

4. 8. — Oscillographes fonctionnant sur batteries.

Il existe de nombreux cas où un oscillographe entièrement portatif présente de l'intérêt. Il est évident qu'on attache alors moins d'importance à des perfectionnements tels qu'en com-

portent des oscillographes utilisés pour des mesures quantitatives ou une grande brillance, ou un spot ultra-fin. On n'a pas besoin non plus d'un gain élevé ni d'une grande largeur de bande. En d'autres termes, on demande un oscillographe marchant sur batteries, et réduit strictement à l'essentiel.

Si l'on utilise un potentiel de seconde anode de 500 à 700 V, on peut rendre la sensibilité de déflexion très élevée — suffisante pour qu'une batterie de tension anodique normale puisse alimenter les anodes de l'amplificateur de déflexion. La tension accélératrice peut être obtenue à l'aide d'un vibreur et d'un transformateur, avec des dispositifs empêchant toute induction parasite, ou à l'aide d'une alimentation haute fréquence, du type décrit au § 4.53. On étudiera l'amplificateur et la base de temps uniquement en vue des applications pour lesquelles on utilisera l'oscillographe fonctionnant sur batteries. Si la largeur de bande est suffisamment réduite, on pourra utiliser un couplage par transformateur entre les étages commandant les plaques déflectrices et celles-ci, ce qui permettra d'accroître encore le gain.

Pour réduire la consommation, on pourra utiliser une déflexion dissymétrique, à condition que l'amplitude de la déflexion soit suffisante, ou, éventuellement, un amplificateur « Classe B » à sortie symétrique.

Il n'y a aucune raison obligeant à alimenter un oscillographe fonctionnant sur batterie par des batteries plus grosses que celles utilisées pour un récepteur de radiodiffusion d'importance moyenne.

CHAPITRE V

AMPLIFICATEURS POUR OSCILLOGRAPHES

5. 1. — Il est nécessaire d'utiliser des amplificateurs et des atténuateurs sur les oscillographes.

Les « formes d'ondes » (ou plutôt : les représentations graphiques des valeurs instantanées des grandeurs pulsatoires en fonction du temps) qui intéressent l'utilisateur d'un oscillographe vont des infimes potentiels électrobiologiques aux transitoires de plusieurs kilovolts se produisant sur les lignes de transports d'énergie. Par contre, la tension nécessaire à l'obtention d'une image de dimensions convenables, fonction des dimensions de l'écran et de la sensibilité de déflexion, (Cf. § 2.25) doit être comprises entre les limites relativement étroites de 50 à 500 V.

En laissant de côté pour le moment la possibilité d'utiliser d'autres types d'oscillographes, par exemple des oscillographes électro-mécaniques ou pour hautes tensions, plus appropriés à certaines applications particulières, il faut évidemment résoudre le problème de l'amplification ou de l'atténuation de la plupart des signaux étudiés. Les oscillographes électroniques comme tels sont principalement destinés à la mise en évidence de signaux relativement faibles, et comportent, pour cette raison, des amplificateurs incorporés. C'est ce type d'oscillographe qu'on étudiera dans le présent chapitre.

On peut naturellement diviser l'étude des amplificateurs d'oscillographes en trois parties : l'étage de sortie commandant la déviation, qui « adapte » l'amplificateur à l'ensemble des plaques déflexrices (§ 5.2), les autres étages amplificateurs qui donnent le gain nécessaire (§ 5.3) et l'atténuateur d'entrée, qui relie l'entrée de l'amplificateur au circuit étudié (§ 5.4). La section finale du présent chapitre, après celles traitant les trois questions

ci-dessus, étudie les problèmes particuliers relatifs à la comparaison de l'amplificateur XX' à l'amplificateur YY' (§ 5.5).

5. 2. — Étage de sortie d'un amplificateur de déflexion.

L'étage de sortie est probablement la partie la plus critique d'un amplificateur de déflexion. Il faut ici avoir recours à des dispositions particulières, étant donnée l'importance de la variation de tension nécessaire. Du fait que les capacités parasites par rapport à la masse dans le circuit de l'étage de sortie attaquant les plaques déflextrices sont assez grandes, il faudra utiliser chaque fois qu'on cherchera à obtenir une largeur de bande assez importante, des résistances de charge ridiculement faibles par rapport à la tension de sortie nécessaire. On doit utiliser en général des tubes amplificateurs de puissance, en prenant en même temps des dispositions spéciales pour maintenir la linéarité ; citons, comme mesure de ce genre, l'utilisation de charges anodiques compensées (1) même pour les largeurs de bande moyennes.

5. 21. — Étages de sortie symétriques et asymétriques.

On a déjà discuté plusieurs fois précédemment des avantages et des inconvénients comparés des étages de sortie symétriques et asymétriques (§§ 2.251 ; 2.252 ; 4.31 ; 4.61 ; 4.8). On peut résumer comme suit l'essentiel de cette discussion :

1. L'utilisation d'une déflexion asymétrique provoque, partout, sauf en un point de l'écran, une déconcentration du spot ; les dispositifs symétriques sont exempts de cette déconcentration due à la déflexion, ou » astigmatisme ».

2. Une déflexion asymétrique peut donner lieu à une distorsion trapézoïdale, en particulier dans les tubes assez anciens ; les dispositifs symétriques sont exempts de distorsion trapézoïdale.

3. Des tensions de déflexion dissymétriques peuvent amener les plaques déflextrices à débiter un courant dû à l'émission d'électrons secondaires pendant une partie d'une période d'un signal, et pouvant créer une distorsion du dit signal ; lorsque ces tensions sont symétriques, le potentiel moyen ne varie

(1) Il s'agit sans doute de dispositifs de correction à inductances, etc. (Note du traducteur).

pas et, par conséquent le flux d'électrons secondaires — s'il existe — émis par les plaques reste constant.

4. On peut combiner des systèmes à déflexion symétrique avec des circuits antiastigmatiques qui amélioreront encore la concentration globale.

5. Les variations de la tension d'alimentation anodique, y compris la tension de ronflement résiduelle, sont transmises directement aux plaques défectrices avec seulement une faible atténuation. Dans les ensembles dissymétriques, cela provoque des déplacements irréguliers du spot ; dans les ensembles symétriques, les variations de la position du spot sont seulement du second ordre.

6. Outre les avantages qu'on vient d'indiquer en détail les *dispositifs symétriques de déflexion permettent de doubler au moins la déflexion avec un type donné de tube.*

Ceci est très important pour les oscillographes à large bande, pour lesquels, comme on l'a vu, la résistance de charge anodique R_L doit être très faible. Dans les cas de ce genre, il faut déterminer la tension d'alimentation anodique E_b à partir de la valeur maximum W_a de la puissance fournie à l'anode, par l'équation

$$E_b = 2 \sqrt{R_L \cdot W_a} \quad 5.21 A$$

correspondant au transfert optimum de puissance.

Même quand les faibles résistances de charge anodique ne sont pas imposées par des conditions de largeur de bande, il y a intérêt à disposer d'un surplus de tension de déflexion, tant pour des raisons de linéarité que pour permettre un examen détaillé de petites portions de la trace.

7. Un dernier point en faveur des étages de sortie symétrique est la réduction de la distorsion du signal par rapport à la sortie asymétrique. Si les points de fonctionnement et les caractéristiques des deux tubes sont réellement symétriques, on supprime la distorsion due aux harmoniques pairs. C'est évidemment un cas identique à celui des étages de sortie d'un amplificateur basse fréquence, et le montage symétrique ou en « push-pull » permet ici également d'obtenir, pour une même distorsion globale, plus du double de la déflexion correspondant à un seul tube.

* * *

Il est évident, d'après ce qui précède que pour tous les oscillographes, à l'exception des plus simples et des moins coûteux, on doit utiliser exclusivement les dispositifs symétriques de déflexion.

5. 22. — Linéarité, largeur de bande et tension de sortie.

D'après notre définition, un oscillographe est destiné à enregistrer des courbes représentant le comportement d'ensembles physiques. Ces courbes peuvent avoir n'importe quelle forme, même en tenant compte du fait qu'on étudie en général ces systèmes avec des sinusôides (ondes sinusoïdales), des variations brusques (ondes dites « carrées ») et des percussions (impulsions brèves).

Si l'on suppose pour le moment que la tension appliquée à la grille de l'étage de sortie est une représentation exacte de la forme d'ondes en question, à quelles conditions faut-il satisfaire pour que la tension appliquée aux plaques défectrices soit également une reproduction exacte de celle-ci ?

Il faut satisfaire à deux conditions :

1. Le courant i_a circulant dans la résistance de charge doit être proportionnel à la tension grille e_g :

$$i_a = g_m \cdot e_g \qquad 5.22 \text{ A}$$

où g_m est la pente du tube.

2. La tension apparaissant aux bornes de la résistance de charge doit être proportionnelle au courant qui y circule :

$$e_0 = R \cdot i_c \qquad 5.22 \text{ B}$$

La première condition n'est qu'approximativement satisfaite, quel que soit le type de tube à vide utilisé. Comme on l'a vu au § 5.2, il faut en général exciter les plaques défectrices par des tubes amplificateurs de puissance. Cependant, la puissance importante consommée dans la résistance de charge n'est pas une caractéristique intrinsèque du fonctionnement de l'oscillographe, elle est simplement une conséquence, accessoire, de l'obligation où l'on se trouve de créer des tensions élevées aux bornes de résistances de faible valeur. Il en résulte que les tubes

triodes sont inutilisables dans ce but malgré leur distorsion assez faible ; on ne se sert que de pentodes et de tubes à faisceaux dirigés (comme la 6AQ5, la 6V6), la droite de charge passant par le coude de la caractéristique ou au-dessous (fig. 5-22a).

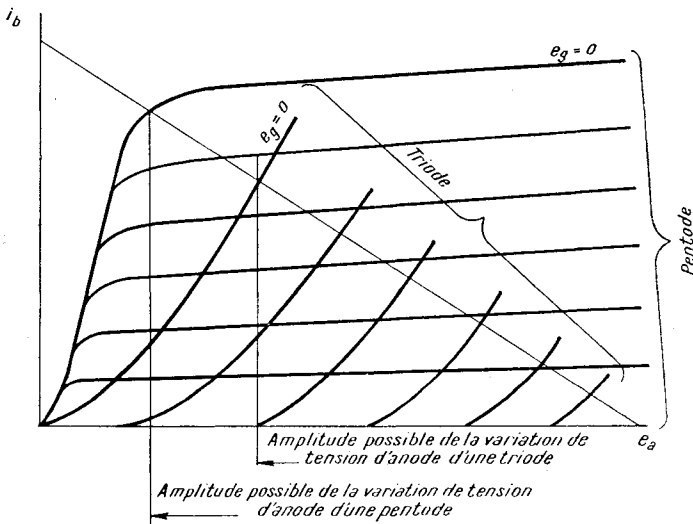


FIG. 5-22 a. — Comparaison des tensions de sortie disponibles avec les tubes de puissance triode et pentode.

5. 221. — Procédés destinés à augmenter la linéarité du courant anodique.

Lorsqu'on utilise la déflexion asymétrique, il est extrêmement difficile de satisfaire à la première condition de linéarité (5.22 A). En général, le point de fonctionnement et la résistance de charge ne peuvent varier que dans des limites restreintes. De plus, il peut être nécessaire d'utiliser un taux important de contre-réaction (= réaction négative) en général sous la forme d'une résistance de cathode non découplée, en plus de la résistance normale destinée à fournir la tension de polarisation. La contre-réaction cathodique est simple à mettre en œuvre, donne lieu à une certaine amélioration et fournit en même temps la tension de

polarisation nécessaire. Elle présente toutefois certains défauts. La tension de contre-réaction est proportionnelle à la somme des intensités des courants d'anode et de grille-écran, à moins que la grille-écran ne soit découplée à la cathode au lieu de l'être à la masse — un point dont les réalisateurs ne tiennent en général pas compte. Deuxièmement — chose beaucoup plus importante — la résistance cathodique de contre-réaction nécessaire peut être si grande qu'elle abaisse considérablement la tension anodique disponible, du fait de la chute de tension, en courant continu,

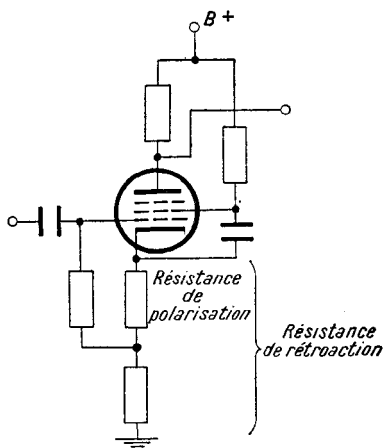


FIG. 5-221 a. — Circuit simple à contre-réaction.

excessive qu'elle occasionne. Ceci est particulièrement vrai dans le cas des amplificateurs à large bande, dans lesquels la résistance de charge est nettement inférieure à la valeur optimum correspondant à la distorsion minimum (1).

Lorsqu'on ne peut pas utiliser le système simple de contre-réaction par la cathode, du fait de la diminution de la variation de tension disponible à la sortie, à cause de la réduction signalée ci-dessus de la tension d'alimentation, on peut obtenir le même taux de contre-réaction tout en réduisant beaucoup la diminu-

(1) Cf. MARK, *Amplificateurs basse fréquence*, Dunod, éditeur, Paris (Note du traducteur).

tion de la tension disponible à la sortie (mais, naturellement, avec la même réduction de *gain*), en appliquant la tension de contre-réaction disponible à la cathode à un étage précédent. Cette méthode présente l'avantage de corriger en même temps l'étage précédent, comme le gain par étage est faible — chose qui peut être très importante dans les amplificateurs à large bande. La figure 5-221*b* représente un exemple de montage de ce genre.

Lorsqu'on utilise un étage de sortie symétrique, le taux de contre-réaction nécessaire est considérablement réduit, du fait de

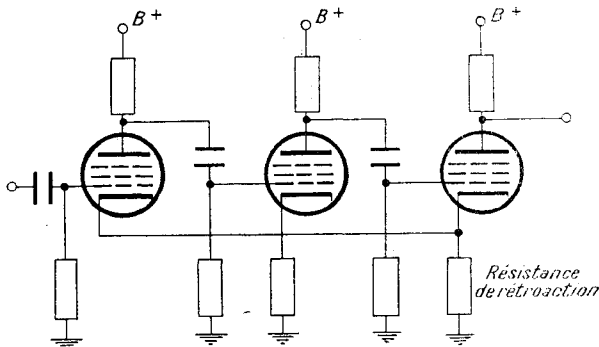


FIG. 5-221 *b*. — Amplificateur à contre-réaction à trois étages, à couplage de contre-réaction par la cathode.

la suppression de la distorsion produite par les harmoniques d'ordre pair, comme on l'a déjà indiqué au § 5.21. Il est cependant absolument nécessaire de garantir le degré maximum de symétrie réelle. On peut admettre que le dispositif d'inversion de phase (déphaseur de 180°) des deux signaux excitant les deux tubes du push-pull leur confère un degré élevé de symétrie. Il reste à résoudre le problème de l'identité des caractéristiques de fonctionnement des deux tubes en push-pull.

Les tubes normaux de série sont suffisamment semblables pour les oscillographes de laboratoire courants pour qu'on puisse les employer dans des circuits simples sans avoir à prendre de dispositions compliquées pour rendre leurs caractéristiques de fonctionnement identiques. Comme on admet que les courants

d'anode et d'écran sont égaux, on peut réunir entre eux les cathodes ainsi que les écrans, et définir leurs potentiels de fonctionnement à l'aide de résistances communes non découplées. (fig. 5-221c). Si la symétrie est réelle, les courants en provenance des deux tubes s'annulent mutuellement, et les condensateurs de découplage deviennent inutiles :

L'utilisation d'une résistance commune pour la cathode ne présente aucun inconvénient. Si, en fait, les tubes et les tensions d'entrée ne sont pas exactement équilibrés, la résistance de

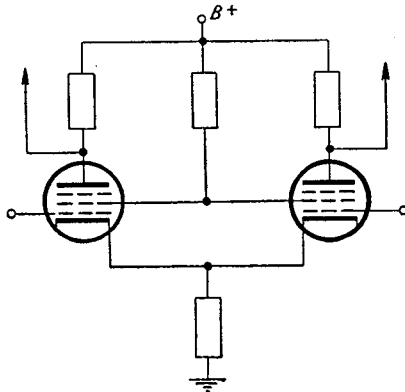


FIG. 5-221 c. — Étage de sortie symétrique simple.

cathode contribue à rétablir la symétrie. Toutefois, si le déséquilibre est très important, par exemple dans le cas où l'un des tubes est mal vidé, le tube ayant la plus faible émission électronique ne débitera plus aucun courant.

Le fait d'utiliser une résistance commune pour les deux écrans peut présenter des inconvénients. Cette disposition tend également à faire fonctionner symétriquement les deux tubes, mais par rapport au courant écran et non par rapport au courant anodique. Comme le courant écran croît beaucoup quand le point de fonctionnement de l'anode s'approche du coude supérieur de la caractéristique, la réduction consécutive de la tension écran pour les crêtes tant positives que négatives du signal peut occasionner une distorsion considérable. Il est nécessaire,

pour cette raison, de bien *fixer* le potentiel d'écran — soit par un diviseur de tension de faible résistance, soit par un tube stabilisateur à décharge gazeuse — genre « Stabilovolt » — lorsqu'on ne peut alimenter directement les écrans à partir de la source de tension anodique.

Lorsque la symétrie est réelle, le faisceau d'électrons ne sera pas dévié lorsqu'on excite les deux tubes par des signaux identiques (grilles en parallèle), bien qu'il se produise alors une déconcentration. Ceci constitue un bon moyen d'apparier les tubes lorsqu'on cherche à réaliser un montage bien symétrique. Le spot doit rester au centre de l'écran, tout comme en l'absence de signal lorsqu'on applique la même tension aux grilles — raccordées électriquement par un conducteur — des deux tubes de sortie.

5. 222. — Dispositions à prendre pour améliorer les caractéristiques de l'impédance de charge anodique : phénomènes transitoires rapides.

Afin d'établir les projets des étages de l'amplificateur sur une base scientifique (1), il est nécessaire de procéder à certaines simplifications. Il est impossible d'étudier chaque type de signal, et son action sur l'amplificateur. Il faut donc utiliser un signal « normalisé » afin d'établir suivant les mêmes règles les projets des divers amplificateurs, et aussi d'avoir une base de comparaison.

On peut décomposer n'importe quel signal réel en une somme infinie de variations de potentiel infiniment petites. Si l'on admet qu'il existe une vitesse limite de variation de la tension du signal (p. ex. en volts par microseconde), on peut également décomposer le signal en une série d'échelons dont la pente est égale à la vitesse limite de variation du signal admise. On peut utiliser le nombre fini que l'on veut d'échelons finis de forme identique pour approximer une forme d'onde quelconque : (fig. 5-222a).

Lorsqu'on étudie la réponse d'amplificateurs linéaires à des signaux arbitraires appliqués à l'entrée, on admet que lorsqu'on applique simultanément plusieurs signaux à l'entrée la réponse

(1) Voir H. ABERDAM, *Les Amplificateurs à large bande*. Chiron éditeur (Paris-1952).

globale à la somme de ces signaux est égale à la somme des diverses réponses à chacun des dits signaux considérés isolément. On peut ainsi, dans ce cas, déterminer le comportement de l'amplificateur à partir de sa réponse à la variation élémentaire de potentiel permettant de reproduire approximativement, par synthèse, toutes les autres formes d'ondes.

Lorsqu'on appliquera une variation brusque de potentiel à la grille d'un amplificateur linéaire, ce dernier réagira par une variation brusque de son courant de sortie.

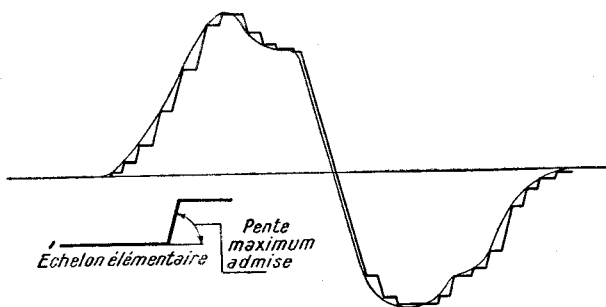


FIG. 5-222 a. — Analyse approchée d'une forme d'onde.

Si l'impédance de charge anodique était une résistance pure, on obtiendrait une tension de sortie qui reproduirait fidèlement la forme d'onde à l'entrée, et l'on serait ainsi certain que l'amplificateur pourrait amplifier n'importe quelle forme d'onde existante.

Du fait de l'existence inévitable de capacités et d'inductances parasites, aucune impédance de charge physique ne peut, en fait, réagir instantanément à une variation brusque (autrement dit de durée infiniment petite) du courant appliqué. La forme réelle du passage du niveau correspondant à la tension initiale à celui, nouveau, fonction de la nouvelle valeur du courant dépend des valeurs relatives des divers éléments, inductance, capacité, résistance, constituant l'impédance de charge et exige un temps fini, défini par la « constante de temps » du circuit.

Il arrive fréquemment que, lorsqu'on étudie la réponse d'un circuit à un signal appliqué à l'entrée, on emploie les termes

réponse à un « phénomène transitoire » et réponse « en régime permanent ». La réponse à un « phénomène transitoire » est relative au comportement du circuit par rapport aux signaux dont la durée est courte vis-à-vis de la constante de temps du circuit. Lorsqu'un signal consiste essentiellement en une répétition *périodique* de la même forme d'ondes, on peut parler de la forme d'onde de sortie en « régime permanent » si l'on applique ce signal assez longtemps pour que chaque période de la tension

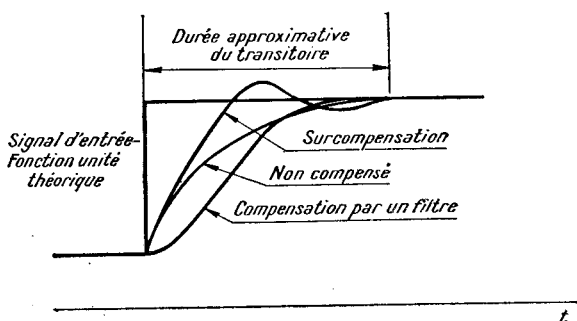


FIG. 5-222 b. — Réponse, en régime transitoire, d'une impédance de charge anodique.

de sortie soit aussi une répétition de la précédente. La figure 5-222b représente des exemples caractéristiques de réponses en régime transitoire.

Comme, quelle que soit l'impédance de charge considérée, le phénomène transitoire s'annule pratiquement au bout d'une durée finie (de l'ordre de 10 fois la constante de temps), on peut amplifier pratiquement tout signal dont la vitesse de variation maximum est égale à la pente moyenne du phénomène transitoire. Il est nécessaire, pour chaque cas rencontré dans la pratique, de déterminer la pente maximum du signal qu'on a l'intention d'étudier, et de s'assurer que l'amplificateur de l'oscillographe convient.

Il est possible de réaliser des résistances à couche de carbone pouvant dissiper jusqu'à 6 watts. Ces résistances ont une inductance série et une capacité en parallèle négligeables, de telle sorte que l'impédance de charge anodique se compose de la résistance

R_a shuntée par la somme des capacités C_o de l'anode, du câblage et des plaques de déflexion, par rapport à la masse (fig. 5-222c).

Lorsqu'on applique une variation brusque de courant à une impédance de ce genre, la réponse en tension est représentée par la courbe exponentielle bien connue représentée sur la figure 5-222d.

Plus la résistance et la capacité sont importantes, plus le circuit met de temps pour atteindre son état final. Le produit $R \times C$ porte le nom de « constante de temps » (en secondes si R est exprimé en mégohms et C en microfarads), et est égal au temps nécessaire pour que la tension aux bornes du circuit passe d'une valeur donnée, différente de la valeur finale, à une nouvelle valeur plus proche de 63 % $\left(= 1 - \frac{1}{e} \right)$ de la valeur finale.

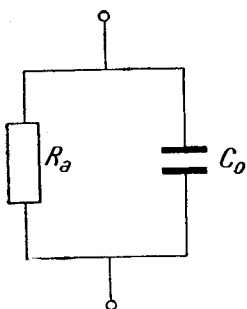


FIG. 5-222 c. — Circuit de charge d'anode à peu près uniquement « résistif », comportant des résistances à couche de carbone.

La constante de temps doit, évidemment, être quelque peu inférieure au temps le plus court prévu pour le passage du signal d'une valeur en régime permanent à une autre. Pour des raisons techniques, on a défini le « temps de montée » (rise time) du signal comme le temps nécessaire à celui-ci pour passer de 10 % à 90 % de sa valeur finale (fig. 5-222e), sans tenir compte de la forme réelle du signal transitoire.

On peut, de même, remplacer la constante de temps — qui n'a de sens que pour des circuits simples LC ou RC — pour un amplificateur donné par le « temps de montée », c'est-à-dire le temps mis par le signal de sortie pour passer de 10 % de sa valeur finale à 90 % de celle-ci, lorsqu'on applique une brusque variation de tension à l'entrée (fig. 5-222f). Si l'impulsion est très longue, par rapport au temps de montée, on obtient deux transitoires simples complets, l'un au début et l'autre à la fin de l'impulsion. Lorsque l'impulsion est suffisamment brève, le transitoire de retour commence avant la fin du transitoire initial.

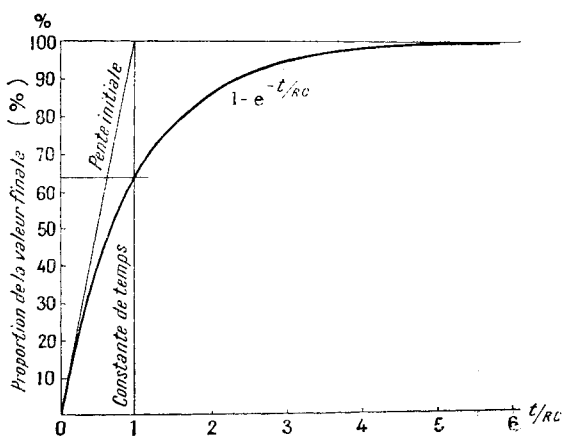


FIG. 5-222 d. — Réponse en régime transitoire du circuit de la figure 5-222 c.

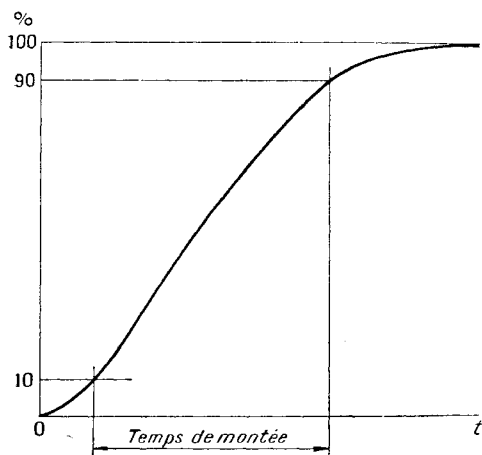


FIG. 5-222 e. — Temps de montée.

Lorsque la durée de l'impulsion est égale au temps de montée de l'amplificateur, la valeur maximum atteinte par l'impulsion de sortie est comprise entre 70 et 80 % de la valeur atteinte, en régime permanent pour une impulsion longue (1) (fig. 5-222g). Pour des impulsions encore plus courtes, l'amplitude maximum diminue rapidement.

Si l'on cherche à réaliser un amplificateur ayant un temps de montée extrêmement court, il devient nécessaire d'utiliser des

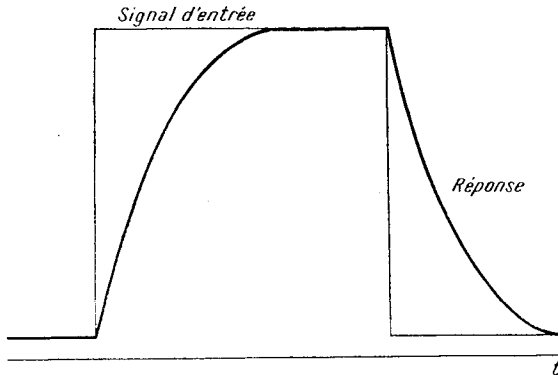


FIG. 5-222 f. — Réponse à une impulsion rectangulaire.

résistances de très faible valeur, puisqu'on ne peut abaisser les capacités du circuit au-dessous d'une certaine limite (capacité des électrodes du tube, du câblage, etc.) Si l'on veut obtenir la tension de sortie cherchée, la puissance dissipée dans ces résistances dépassera les conditions nominales d'utilisation des plus grandes résistances existantes à couche de carbone, et il sera nécessaire de placer plusieurs de ces résistances en série ou en parallèle, ou d'utiliser des résistances bobinées. Ces dernières possèdent, naturellement, outre leur résistance, une inductance appréciable (fig. 5-222 h). Les résistances bobinées « deux fils en main » (ou « bifilaires ») ont, certes, une très faible inductance, mais leur capacité propre est beaucoup plus grande.

(1) PEKAREK — communication non publiée.

Pour des valeurs données de la résistance et de la capacité du circuit, la réponse d'un amplificateur comportant une ou plusieurs résistances de charge inductives, à une variation brusque de

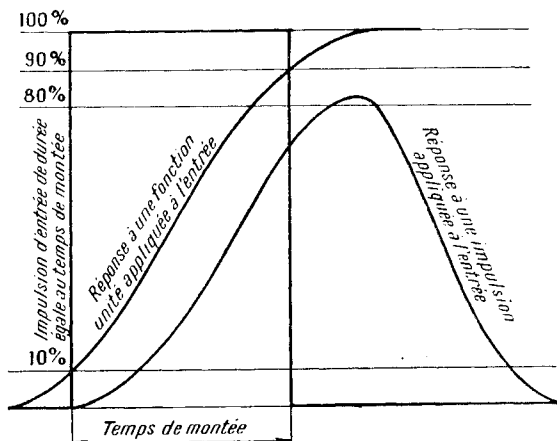


FIG. 5-222 g. — Réponse à une impulsion rectangulaire brève.

tension à l'entrée peut varier dans de larges limites. La figure 5-222i indique que, quand l'inductance est faible, la forme de la courbe de réponse ne diffère que légèrement du cas où elle est nulle. Quand l'inductance augmente, le temps de montée commence par diminuer graduellement. Pour une certaine valeur de l'inductance, la réponse comporte d'abord un « dépassement balistique » (overshoot) — autrement dit un maximum passager — de la valeur de la réponse en régime permanent, puis tend lentement et asymptotiquement vers cette dernière. Pour la plupart des applications, c'est la réponse ne comportant qu'un très faible dépassement balistique qui est la plus avantageuse. Enfin, si l'inductance continue à croître, la réponse com-

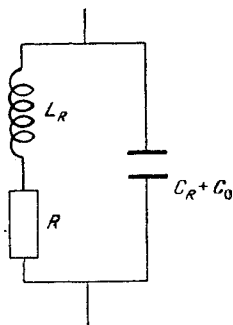


FIG. 5-222 h. — Circuit de charge d'anode, à peu près uniquement « résistif », comportant des résistances bobinées.

prend des oscillations d'amplitude de plus en plus grande, et la durée des phénomènes transitoires devient excessive.

On voit, d'après ce qui précède, qu'une inductance d'une certaine valeur peut être utile ; en fait, on a l'habitude, lorsqu'on utilise des résistances non inductives, d'améliorer la réponse en régime transitoire en montant en série avec la résistance une bobine ayant une inductance appropriée.

Lorsqu'on doit dissiper une puissance assez importante, il y a plusieurs possibilités : on peut utiliser une résistance bobinée, à

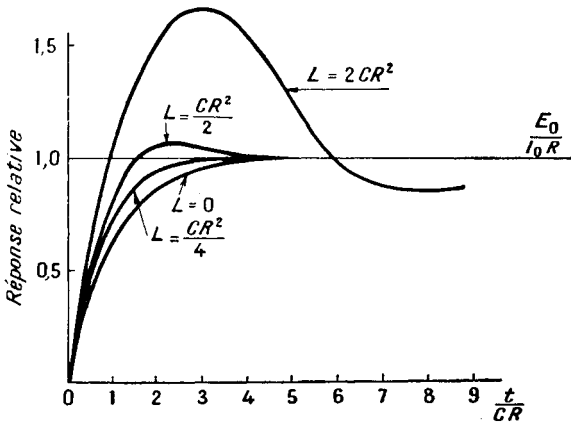


FIG. 5-222 i. — Variation de la réponse en régime transitoire quand l'inductance en série augmente.

condition que son inductance ne soit pas trop élevée ; on peut monter en parallèle un certain nombre de résistances à pellicule de carbone, ce qui est la solution la plus simple du point de vue de la réalisation pratique, ou, éventuellement, les disposer en série, ce qui réduit la capacité.

Les amplificateurs mal établis ont des temps de montée tout à fait différents de ceux indiqués par la théorie ci-dessus, et cela provient de rétroactions parasites accidentelles. Ceci doit être évité, car les résultats sont alors instables, et varient avec le vieillissement des tubes, etc.

Le gain de l'étage de sortie doit être assez élevé pour qu'on puisse l'exciter facilement avec les types normaux d'amplificateurs à large bande. Ceci signifie que les tubes de sortie doivent avoir une pente élevée. Toutefois, le facteur le plus important pour l'obtention d'une tension de sortie suffisamment élevée est l'indice de qualité (ou facteur de mérite) du tube de sortie qui est égal au quotient de la puissance dissipée sur l'anode par les capacités du circuit.

5. 223. — Dispositions permettant d'améliorer l'impédance de charge anodique : Phénomènes transitoires à variation lente.

Dans un oscillographe destiné à l'étude des phénomènes transitoires à variation lente, le problème de l'obtention d'une constante de temps suffisamment grande pour les circuits de couplage est très difficile à résoudre (fig. 5-223a). La valeur maximum de la

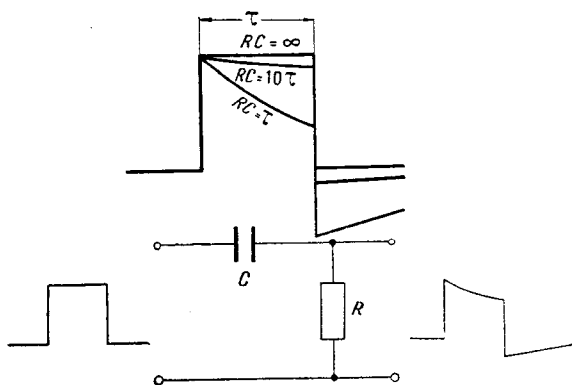


FIG. 5-223 a. — Réponse du circuit de couplage à une impulsion rectangulaire.

résistance de fuite du circuit de couplage est limitée en général à quelques mégohms, et même, dans les étages de puissance, à moins d'un mégohm. Le fabricant des tubes à faisceau électroniques spécifie en général une valeur maximum, comprise entre 1 et 5 mégohms, pour la résistance comprise entre les plaques défectrices et la seconde anode, à cause du courant du à l'émiss-

sion secondaire résiduelle qui va de l'écran aux plaques défléctrices. C'est ainsi que, afin d'avoir une constante de temps suffisamment grande pour permettre l'amplification de signaux ayant une moyenne différente de zéro sur une période de 0,5 s, il serait nécessaire d'utiliser des condensateurs de couplage atteignant $5\mu\text{F}$. Ceux-ci devraient être naturellement du type en boîtier, ayant une très grande capacité par rapport à la masse, ce qui altérerait la réponse aux fréquences élevées. De plus ces condensateurs de grande capacité sont très encombrants, et augmente-

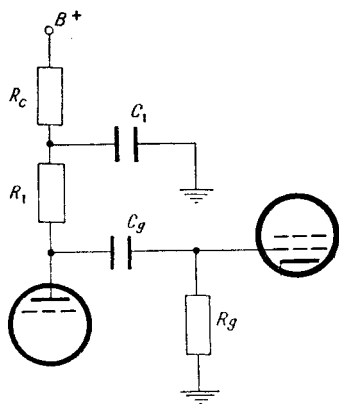


FIG. 5-223 b. — Correction de la charge d'anode pour obtenir une réponse satisfaisante aux phénomènes transitoires lents.

raient beaucoup le volume d'un instrument déjà volumineux.

Toutefois, deux voies nous restent ouvertes : le couplage direct, que nous traiterons plus en détail aux §§ 5.23 et 5.33, et la compensation en basse fréquence.

Un procédé de compensation en basse fréquence consiste à utiliser des résistances anodiques partiellement shuntées par une capacité (fig. 5-223b).

La tension aux bornes de C_1 augmente lentement quand le courant anodique croît brusquement quand on applique une brusque variation de tension à l'entrée. Si R_c est suffisamment

(1) Voir MARK, *loc. cit.* (Note du traducteur).

important pour que la tension du signal de sortie ne soit qu'une faible partie de la tension totale E_b , C se chargera alors pendant la première partie linéaire de la courbe exponentielle représentant la charge en fonction du temps (fig. 5-222d) sa tension augmentant alors linéairement.

Cet accroissement de tension provoque le passage d'un courant de charge à travers le condensateur de couplage C_g . Si ce courant de charge est constant, il engendre une tension invariable aux bornes de la résistance de fuite R_g . Si $R_1 C_1 = R_g C_g$, on obtiendra une compensation satisfaisante de l'ensemble, et la nouvelle constante de temps du circuit sera $R_c C_1$ (1).

Comme cas concret, considérons $R_g = 1\text{M}\Omega$, $C_g = 0,1\ \mu\text{F}$, $R_1 = 5\ \text{k}\Omega$: on doit alors avoir $C_1 = 20\ \mu\text{F}$. La constante de temps avant compensation est de 0,1 s., de telle sorte que les signaux de durée égale ou supérieure à 0,01 s seront déformés. Mais si l'on fait $R_c = 50\ \text{k}\Omega$, la nouvelle constante de temps est de 1 seconde, et l'on peut appliquer des signaux 10 fois plus longs (0,1 s) à l'amplificateur en question.¹

Bien que ce procédé de compensation soit efficace, il exige une tension d'alimentation très élevée et des condensateurs électrolytiques qu'on ne peut réaliser avec des valeurs définies de façon précise ou stables. La compensation se modifie à mesure que le condensateur vieillit, et la réponse est, par suite, à nouveau déformée. A cause de la tension d'alimentation élevée nécessaire, on ne peut utiliser cette méthode de compensation dans les étages de sortie, quand on a besoin d'une tension de sortie élevée. Dans les cas de ce genre, il est plus avantageux d'employer un montage à couplage direct si l'on cherche à amplifier les phénomènes transitoires lents et les très basses fréquences dans de bonnes conditions.

5. 23. — Étages de sortie à couplage direct.

Si l'on utilise des amplificateurs à couplage direct, on peut éliminer à la fois les inconvénients des condensateurs de couplage, en particulier le retard qu'ils apportent à l'action des commandes de cadrage de la trace (constantes de temps ! — voir § 4.31) et la déformation des signaux à très basse fréquence (§ 5. 223).

Bien que les amplificateurs à courant continu posent de nombreux problèmes relatifs à la stabilité, au déplacement du

zéro, au point de fonctionnement des divers étages, etc., un étage unique ne donne pas lieu à des complications excessives si l'on tient compte des avantages qu'il présente.

Les connexions entre l'anode et les diverses plaques déflectrices sont d'un type normal dans les ensembles avec amplificateurs à courant continu ; ces derniers sont alimentés par un diviseur de

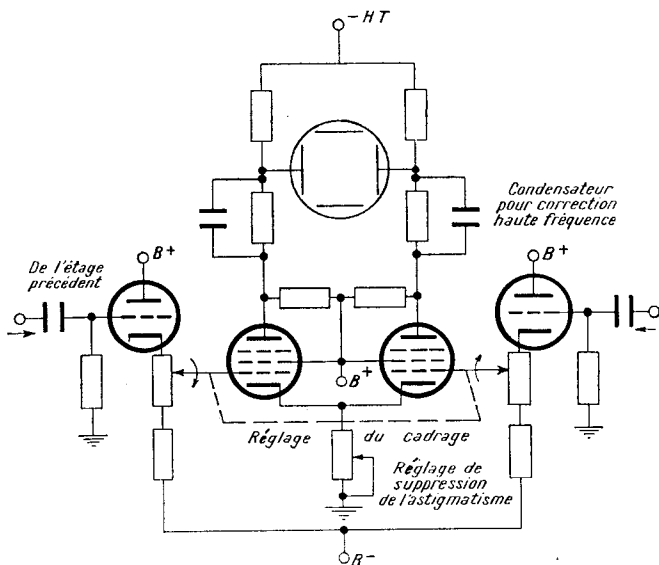


FIG. 5-23 a. — Étage de sortie à couplage direct avec dispositifs de cadrage et de correction de l'astigmatisme.

tension de manière à obtenir des points de fonctionnement convenables. La résistance série est shuntée par une capacité appropriée pour éviter tout affaiblissement du signal H. F. par la capacité à la masse des plaques déflectrices. On peut ramener l'extrémité inférieure du diviseur au pôle négatif de l'alimentation du tube à faisceaux dirigés, de telle sorte que sa résistance soit beaucoup plus élevée que celle de la résistance série, et l'affaiblissement du signal petit.

Cependant, ce montage ne permet pas d'utiliser les circuits d'anti-astigmatisme et de cadrage courants (§§ 4.31 et 4.4). On devra placer dans ce cas ces circuits dans le circuit de grille de

l'étage de sortie ; on peut concevoir de nombreuses dispositions, ayant toutes une caractéristique commune : elles ne donnent lieu qu'à un affaiblissement réduit du signal. La figure 5-23a représente un des systèmes réalisables.

On notera que l'étage précédent est monté en « cathode follower ». On isole ainsi le circuit grille du condensateur de couplage de l'étage précédent, ce qui stabilise ainsi la composante continue de la tension. Ce ne serait pas le cas, par exemple, si la grille de l'étage de sortie était couplée directement à l'anode d'un étage amplificateur normal.

L'ensemble des pertes dans les circuits de grille et d'anode peut atteindre 20 % du signal disponible total. On admet, dans de nombreux cas, que le prix payé n'est pas excessif. En particulier, dans le cas des oscillographes établis pour des signaux allant de fréquences extrêmement basses jusqu'à des fréquences moyennement élevées, on disposera, dans tous les cas d'un gain et d'une tension de sortie suffisants. Ce n'est qu'avec des oscillographes devant fonctionner à des fréquences supérieures à 5 MHz qu'il sera difficile d'obtenir une tension de sortie suffisante, de telle sorte que ces montages ne conviendront pas. On éliminera l'affaiblissement entre les anodes et les plaques déflectrices en supprimant complètement la résistance-série qui les relie. Dans ce cas, il faudra, soit relier la seconde anode à un potentiel positif, soit utiliser une source de tension négative avec l'étage de sortie afin d'amener le point de fonctionnement des anodes au potentiel de la masse.

5. 24. — Inverseurs de phase (ou « déphaseurs »).

Quand on utilise des étages de sortie symétriques, il est nécessaire d'obtenir deux signaux, déphasés de 180° , pour exciter les grilles des deux étages de sortie. On peut utiliser n'importe quel montage courant (fig. 5-24a), sauf celui consistant à utiliser la composante non continue de la tension anodique d'un tube de sortie pour exciter (par l'intermédiaire d'un diviseur de tension) la grille du second tube de sortie. Il sera impossible, dans ce cas, d'annuler la distorsion due aux harmoniques pairs (1).

(1) D'après l'auteur, les oscillateurs Philips GM 3 150 et GM 3152 comporteraient un montage de ce genre.

L'inverseur de phase le plus simple est celui à couplage cathodique (appelé en France « déphaseur cathodyne »), qui n'exige aucun tube supplémentaire. Toutefois, la symétrie de ce montage n'est qu'approchée, et le gain des deux tubes de sortie est réduit

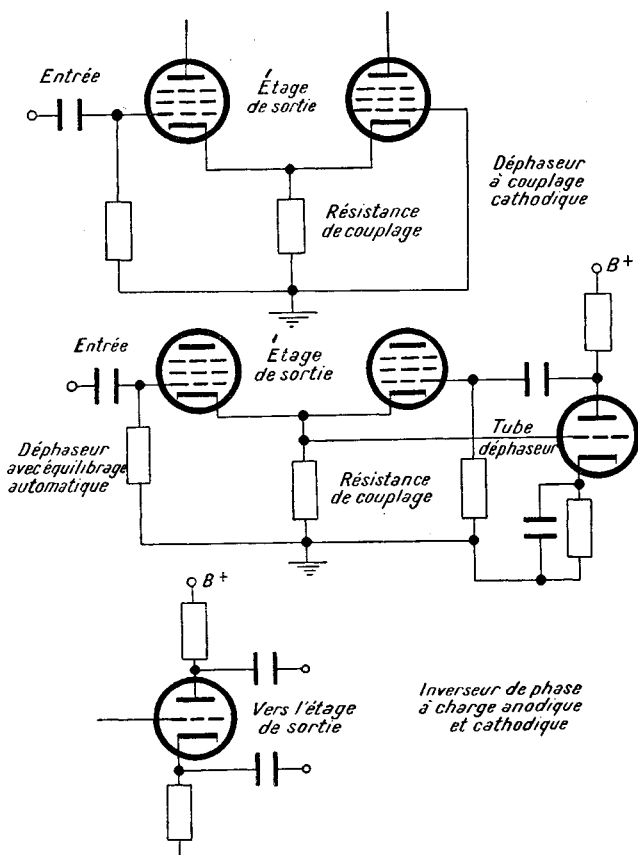


FIG. 5-24 a. — Déphaseurs utilisables en pratique.

à 50% de sa valeur normale. Le montage en pont avec équilibrage automatique tend à assurer une symétrie d'autant meilleure que le gain du tube est plus élevé ; il présente l'avantage supplémentaire de permettre aux étages de sortie de fonctionner avec leur gain maximum.

On obtient la symétrie la plus rigoureuse avec un étage à charges cathodique et anodique, bien que la résistance de cathode donne lieu à une légère diminution de la tension disponible — à la place d'une amplification de telle sorte que cet étage déphaseur ne peut servir qu'à exciter un étage ultérieur. L'équilibrage est rigoureux tant que le tube excite un circuit à haute impédance. Lorsque la charge ne présente qu'une faible impédance, on observe naturellement que l'impédance de la source constituée par le circuit cathodique du tube est beaucoup plus faible que celle du circuit anodique — à cause de la contre-réaction produite par la charge cathodique. Lorsque les oscillographes ont des temps de montée très courts, il faut également tenir compte des capacités de l'anode et de la cathode par rapport à la masse (y compris C_{gk}).

5. 3. — Le problème général des amplificateurs d'oscillographes.

L'étage de sortie est le plus critique en ce qui concerne l'obtention d'une tension utile et d'une linéarité suffisantes. A condition que le dit étage ait un gain suffisant, la tension de sortie de l'étage précédent est suffisamment faible pour qu'on ne se heurte pas à des difficultés plus graves que celles qu'on rencontre en général pour ce type d'amplificateur.

5. 31. — Oscillographes « d'usage général ».

L'expérience montre qu'un laboratoire électronique ou industriel moyen a rarement besoin d'amplifier des signaux dont le temps de montée est inférieur à quelques microsecondes, ou des impulsions unidirectionnelles durant plus de quelques centièmes de secondes. Les oscillographes dits « d'usage général » sont prévus pour des conditions « moyennes » de ce genre. Leurs amplificateurs sont prévus pour une bande allant d'environ 30 Hz à plus de 200 kHz — et même parfois à 1 MHz. Comme il n'est pas difficile d'obtenir un gain élevé par étage sur une telle bande, le gain de ces amplificateurs est en général suffisant pour donner des déviations d'un bout de l'écran à l'autre pour des tensions d'entrée de quelques millivolts.

Pour cette raison, le seul problème délicat qui se pose à propos de la réalisation de ces amplificateurs est celui du blindage

des étages d'entrée, pour les empêcher de capter des tensions parasites dues à des courants vagabonds, et des tensions à la fréquence du secteur. Les circuits les plus sensibles à ces tensions parasites sont ceux des bases de temps et des amplificateurs XX' et donnent lieu à des phénomènes de transmodulation (§ 2.253). Il est naturellement nécessaire de bien protéger les circuits à faible niveau, et de les blinder par rapport aux circuits à niveau élevé voisins. On étudiera plus en détail les méthodes de suppression des tensions parasites, lorsqu'on traitera des circuits atténuateurs à l'entrée (§ 5.41).

En ce qui concerne la réponse aux phénomènes transitoires, les oscillographes d'usage général ne comprennent pas, jusqu'à présent, de circuits de compensation, de telle sorte que les formes d'ondes dont la fréquence de répétition est voisine des fréquences limites de la bande passante sont fortement déformées. Il est nécessaire d'avoir cela présent à l'esprit quand on utilise des oscillographes de ce genre pour l'étude d'impulsions ayant des fréquences de répétition très basses ou très élevées, ou des vitesses de montée très faibles ou très élevées.

5. 32. — Oscillographes à « large bande ».

Lorsqu'on étudie les formes d'ondes caractéristiques des circuits de télévision ou de radar, on se trouve en présence d'impulsions ayant des temps de montée de quelques dixièmes de microsecondes. Dans le domaine de la physique nucléaire, les temps de montée se mesurent en centièmes de microsecondes. Pour ce dernier cas, on a réalisé des amplificateurs spéciaux (amplificateurs « distribués ») ayant des largeurs de bande atteignant jusqu'à 200 MHz. Jusqu'à présent, ces amplificateurs figurent dans la catégorie des instruments très spécialisés, et on ne les étudiera pas ici (1). Toutefois les oscillographes destinés à l'étude des signaux de télévision et de Radar sont d'usage courant.

On est naturellement obligé, à cause du temps de montée très bref, d'utiliser de faibles charges anodiques, avec circuits de compensation, ce qui entraîne un faible gain par étage. La sensibilité de ces amplificateurs est comprise, d'ordinaire, entre 0,1 V et 0,01 V crête à crête pour la déflexion maximum.

Du fait de la faible tension nécessaire pour l'excitation de

l'étage de sortie, il n'est pas difficile d'appliquer une correction basse fréquence, du type décrit au § 5.223, pour les étages précédents. Il faudrait également corriger par une inductance les divers étages pour améliorer la réponse H.F. Tandis que, dans le cas de l'étage de sortie, l'indice de qualité proposé est le quotient de la dissipation anodique par la capacité du circuit, de manière à engendrer la tension de sortie maximum, on calcule l'indice de qualité des étages intermédiaires de l'amplificateur de la manière généralement utilisée pour les amplificateurs vidéo, à savoir le quotient de la pente par la somme des capacités du circuit, afin d'obtenir le gain maximum. Comme la dégradation de la courbe de réponse aux transitoires est d'autant plus marquée que l'amplificateur comprend plus d'étages, chaque étage doit être individuellement meilleur que la courbe de réponse définitive cherchée.

Si l'on désire amplifier les très basses fréquences, et si l'on utilise une compensation appropriée, il peut arriver que l'amplificateur se mette à osciller à très basse fréquence (motor boating), à cause du couplage entre les étages à faible niveau et à niveau élevé par l'impédance de la source d'alimentation. Naturellement, même les condensateurs électrolytiques les plus importants ont des réactances considérables pour des fréquences voisines de l'intervalle 0,1-1 Hz. Il est absolument nécessaire, dans ce cas, d'utiliser des alimentations anodiques à régulation électronique (§ 4.65), à cause de leur impédance interne extrêmement faible et indépendante de la fréquence.

5. 33. — Amplificateurs à courant continu.

On utilise, en vue de nombreuses applications industrielles et scientifiques — en particulier pour les recherches biologiques, chimiques, électro-biologiques, techniques (résistance des matériaux, etc.) — des fréquences très basses y compris la fréquence

(1) Note du traducteur :

Signalons, à l'usage du lecteur français, que des amplificateurs de ce type (en anglais « Distributed Amplifiers ») ont été également réalisés en France ; on trouvera une abondante documentation à ce sujet dans les *P.I.R.E.* et dans *Electronics* (en anglais), dans *L'Onde électrique* et dans *Électronique*.

zéro (courant continu) (1). Dans ces cas-là, il est normal d'utiliser un amplificateur à couplage direct. Bien que les amplificateurs à courant continu présentent, par eux-mêmes, certains inconvénients, qu'on traitera ci-après, on les utilise, en général, pour des applications telles qu'on ne dispose que de quelques microvolts. Il faut, par conséquent, un gain extrêmement élevé — ce qui est

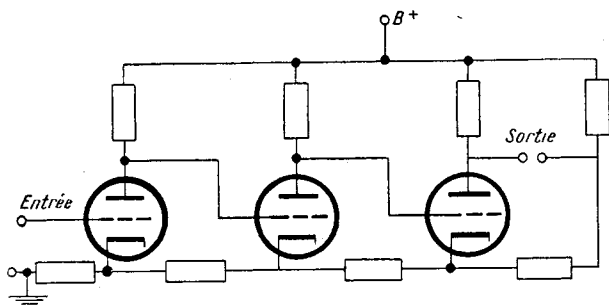


FIG. 5-33 a. — Principe d'un amplificateur à courant continu.

un problème difficile à résoudre pour tous les amplificateurs, même ceux qui ne sont pas à courant continu. On ne traitera pas, toutefois, dans le présent ouvrage, de ces amplificateurs.

Le problème qui est probablement le plus difficile à résoudre dans le cas des amplificateurs à courant continu est celui du « déplacement du zéro ». Si l'on règle l'amplificateur de telle manière que, pour une tension d'entrée nulle, la tension de sortie soit également nulle, on observera, au bout d'un intervalle de temps suffisamment long, que la tension de sortie pour zéro volt à l'entrée a varié, et est maintenant différente de zéro. On n'observe jamais ce phénomène avec les amplificateurs à couplage par résistances-capacités. Le *gain* peut varier, mais à une tension nulle à l'entrée correspond toujours une tension nulle à la sortie et rien d'autre (hormis le cas des amplificateurs ayant un gain si grand que le bruit de fond du circuit d'entrée est amplifié à tel point qu'il donne un niveau élevé à la sortie.)

(1) On appelle, en oscillographie, « signal en courant continu » un signal variant en fonction du temps, mais dont la polarité change si rarement — en admettant que le fait se produise — que sa valeur moyenne dans un intervalle de temps quasi quelconque soit nulle.

Dans un amplificateur à 3 étages, si le gain par étage croît de 5 % pendant qu'il tend vers sa température de régime, le gain total augmente de 15 à 16 %. Cela n'a que très peu d'importance pour les applications courantes. Dans le cas contraire, on peut introduire un certain degré de contre-réaction, et réduire à un chiffre insignifiant les variations de gain. La variation du gain de chaque étage individuel n'a d'ailleurs pour effet que de réduire ou d'augmenter l'amplitude du signal transmis par un étage au suivant.

Par contre, dans le cas d'un amplificateur à courant continu, de petites variations du courant anodique au cours de l'échauffement ont exactement le même effet sur l'étage suivant qu'une variation de courant anodique due au signal. C'est ainsi que, dans un amplificateur à courant continu, une variation de 5 % du courant donnera lieu à un signal de sortie fictif égal à au moins 15 % de la tension de sortie maximum.

De plus, la contre-réaction est assez difficile à appliquer, comme cela ressortira d'une étude générale du couplage. La tension de référence à la sortie

est, en général, très différente de la tension de référence à l'entrée. A cause du couplage direct, il faut relier la grille d'un étage à l'anode de l'étage précédent. Il en résulte que la cathode des divers étages successifs est à un potentiel supérieur à la tension anodique de l'étage précédent (fig. 5-33a). Ceci oblige à disposer de tensions d'alimentation anodiques très élevées.

5. 331. — Réduction du déplacement du zéro.

On peut, pour réduire le déplacement du zéro, utiliser notre vieille connaissance, l'amplificateur symétrique (fig. V-331a). A

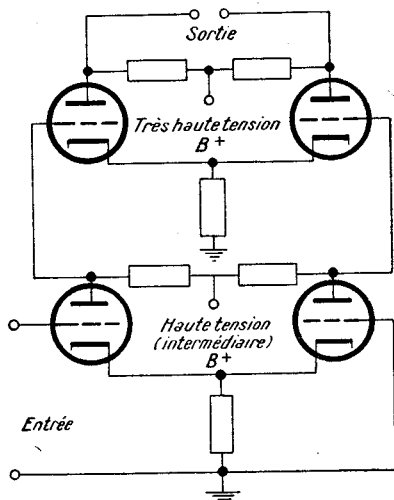


FIG. 5-331 a. — Amplificateur à courant continu symétrique.

condition que les tubes soient absolument identiques du point de vue point de fonctionnement, caractéristiques d'échauffement et vieillissement, les variations résultant de ces deux derniers facteurs seront de même sens, tandis que celles dues au signal seront de sens contraire. Comme deux tubes ne peuvent jamais être réellement « identiques », la compensation n'est pas parfaite. Mais on réduit tout au moins ainsi la dérive dans une proportion importante, et, dans la plupart des cas, suffisante.

5. 332. — Potentiels de fonctionnement.

Quoiqu'on utilise parfois en pratique le montage de la figure 5-33a, les sources d'alimentation sont trop complexes, et l'on utilise le plus souvent d'autres montages. Bien qu'on puisse remplacer

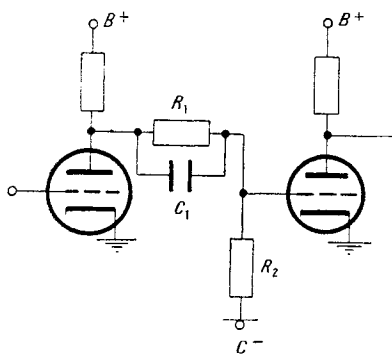


FIG. 5-332 a. — Amplificateur à courant continu modifié.

les batteries en série par un diviseur de tension, la puissance consommée par un tel diviseur serait exagérée, et la régulation très mauvaise. De plus, la tension d'alimentation totale nécessaire pour le nombre d'étages utilisé en pratique serait excessive.

Un circuit qui permet de mettre toutes les cathodes au même potentiel est représenté sur la figure 5-332a. Ce montage ne nécessite que deux sources d'alimentation, à savoir une alimentation anodique normale, et une source de tension négative débitant un faible courant pour les retours des grilles. R_1 et R_2 forment un diviseur de tension destiné à abaisser le potentiel de l'anode à la valeur correspondant à un point de fonctionnement convenable pour les grilles. Il est évident qu'on réduit également le gain dans le rapport $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$; plus la tension de la source négative sera élevée, plus cette réduction sera faible. Si l'on se sert de la borne négative de la source fournissant le potentiel accélérateur du tube cathodique, on pourra ramener cette réduction à environ

5 % par étage. Le condensateur C_1 sert à conserver une réponse satisfaisante aux fréquences élevées, sinon celle-ci serait sérieusement affaiblie par la capacité d'entrée du second tube.

Un gros avantage de ce procédé de couplage est la possibilité d'utiliser un procédé simple de contre-réaction, par couplage avec la cathode du tube de sortie (fig. 5-221*b*). On améliore ainsi la stabilisation du zéro et du gain. On établit les oscillographes à courant continu pour diverses largeurs de bande, certains allant jusqu'à 5 MHz et même plus haut.

5. 333. — Amplificateur à courant continu dit « à onde porteuse. »

Un type d'amplificateur donnant des résultats comparables à celui des amplificateurs à couplage *RC* repose sur le principe de la modulation. Le faible signal continu appliqué à l'entrée module une onde porteuse. On peut ensuite amplifier cette porteuse modulée par les procédés classiques, et, enfin, la redresser à la sortie de manière à obtenir une reproduction amplifiée de l'original.

Ces amplificateurs ne sont pas prévus, en général, pour être utilisés sur des oscilloscopes. La tension d'entrée peut provenir d'un thermocouple d'une « strain gauge » (jauge extensométrique), etc. On réalise la modulation en général à l'aide d'un vibreur qui « découpe » le signal à une fréquence basse, en général la fréquence du secteur, mais on peut utiliser d'autres procédés. On utilise ensuite la tension de sortie redressée pour actionner une appareil de mesure ou enregistreur.

Une application de l'amplificateur par onde porteuse à l'oscillographie est la jauge manométrique Philips. Dans cet appareil, la porteuse a une fréquence voisine de 450 kHz, et l'amplificateur a une largeur de bande de l'ordre de 15 Hz. Du fait d'une application plutôt mal conçue du principe de l'amplificateur à onde porteuse (1), cet instrument n'est pas plus stable qu'un amplificateur à courant continu ordinaire.

(1) Nous laissons à l'auteur la responsabilité de cette affirmation (Note du trad.)

Une autre méthode d'amplification par onde porteuse consiste à placer le vibreur dans un circuit auxiliaire de contre-réaction. On stabilise ainsi le gain de l'amplificateur, ainsi que le zéro sans agir effectivement, ni sur le signal, ni sur la bande amplifiée par l'amplificateur. On utilise maintenant diverses formes de réalisation de ce type d'amplificateur dans des oscillographes à courant continu à large bande, et ils permettent d'envisager une solution définitive de ce problème. Toutefois, le découpeur lui-même est toujours un maillon faible dans la chaîne, et aura encore besoin d'être perfectionné. Depuis qu'on a commencé à rédiger le présent ouvrage, on a réalisé un découpeur purement électronique consistant en un pont de cellules photorésistantes, modulé par des faisceaux lumineux découpés par un moyen quelconque. Cet agencement permet d'éliminer les inconvénients inhérents aux découpeurs électromécaniques.

5. 4. — Atténuateurs (Commandes de gain).

Aucun amplificateur n'est complet sans un procédé quelconque d'atténuation du signal, soit parce que ce dernier est trop important et donne lieu à une saturation des étages de sortie de l'amplificateur, conduisant à une forte distorsion, soit parce qu'on veut abaisser le niveau de sortie à une valeur quelconque arbitraire. Du fait des énormes variations des tensions d'entrée appliquées aux amplificateurs d'oscillographes, on utilise en général deux atténuateurs, — l'un donnant une atténuation discontinue par échelons importants, et l'autre donnant un affaiblissement variant de façon continue dans un intervalle plus étendu que les échelons du premier.

5. 41. — Atténuateur d'entrée à échelons.

Le circuit d'entrées de l'oscillographe doit satisfaire à deux conditions — il doit avoir une impédance élevée vis à vis du circuit à étudier, et admettre des signaux dont les rapports d'amplitude varient de 1000 à 1 (60 dB) à, parfois 1 000 000 à 1 (120 dB). La solution courante consiste à utiliser un atténuateur compensé à plots, ayant un affaiblissement variant soit par échelons de 10 à 1 (20 dB), soit par échelons plus petits. La figure 5-41a représente un circuit-type pour un atténuateur de ce genre. Les divers condensateurs servent à compenser la capa-

ité d'entrée du tube, les capacités parasites de l'ensemble atténuateur-commutateur, les capacités de câblage, etc. Le condensateur série sert à empêcher le courant continu circulant dans le circuit d'entrée de pénétrer dans le circuit étudié.

Grâce à l'atténuateur à plots, on peut toujours ramener le rapport des variations d'amplitude du signal appliqué à l'amplificateur à un chiffre ne dépassant pas 10 : 1, ce qui permet de faire toujours fonctionner l'amplificateur dans des conditions convenables. Si l'on avait utilisé un potentiomètre au lieu de

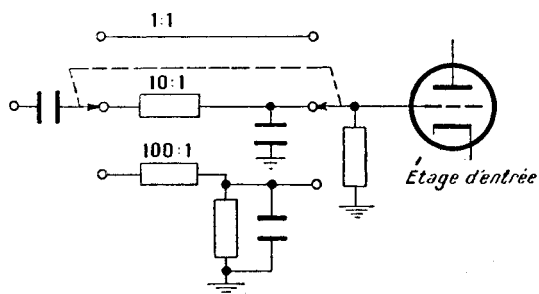


FIG. 5-41 a. — Exemple d'atténuateur d'entrée.

l'atténuateur, il eût été impossible de compenser les variations de l'atténuation en fonction de la fréquence quand on déplace son curseur; on sait que déjà les fréquences les plus élevées (5 à 10 000 Hz) de la gamme audible sont affaiblies par les potentiomètres de $1M\Omega$ utilisés en général dans les amplis B.F. Par contre, un potentiomètre à faible impédance, ayant une courbe de réponse en fréquence acceptable, chargerait fortement le circuit étudié.

Les éléments composants de l'atténuateur peuvent être montés directement sur le commutateur, et l'ensemble enfermé dans un compartiment soigneusement blindé, relié directement aux bornes d'entrée du panneau avant.

On devra également placer la broche grille du premier étage amplificateur aussi près que possible de la borne de sortie de l'atténuateur, les conducteurs de chauffage des filaments et d'alimentation étant placés aussi loin que possible de la broche-grille, et à plat contre le châssis. Il faudra, si nécessaire, blinder

également les conducteurs des circuits de chauffage. Une masse asymétrique pour le circuit de chauffage peut, parfois, rendre service.

Enfin, dans les amplificateurs de gain très élevé, on alimentera en courant continu le filament de l'étage (ou les filaments des étages). On peut utiliser pour cela un redresseur au sélénium, et de gros condensateurs électrolytiques de la manière habituelle (1). Toutefois, et plus particulièrement dans les oscillographes à large bande, où les étages de sortie consomment un courant

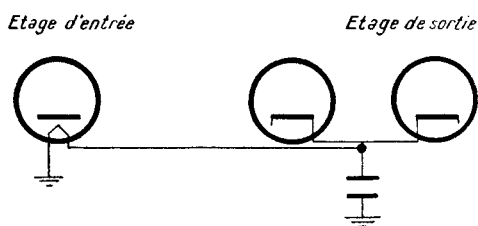


FIG.5-41 b. — Alimentation en courant continu du filament de l'étage d'entrée.

important, un procédé très élégant de chauffage des filaments de l'étage d'entrée consiste à utiliser le courant de cathode des étages de sortie (fig. 5-41b).

Lorsqu'on utilise un étage de sortie symétrique, le courant cathodique global ne doit contenir aucune composante du signal ; mais, en pratique, il subsistera toujours un faible courant de signal dû à une dissymétrie résiduelle, qu'on éliminera rapidement par filtrage à l'aide d'un condensateur électrochimique ou au papier métallisé de valeur raisonnable. Il faut attacher une grande importance à ce point, sinon l'oscillateur se mettrait à osciller, du fait de la rétroaction involontaire entre la sortie et l'entrée, provoquée par la capacité cathode-filament ou grille-filament du tube d'entrée.

(1) *Note du traducteur.* On utilise fréquemment aux U.S.A., pour les étages d'entrée en question, des amplificateurs à *transistors*, dont la consommation en courant continu est insignifiante (Voir : R.F. SHEA, *Les circuits à transistors*, Dunod, Paris [1956]).

5. 42. — Atténuateur « fin ».

Une atténuation par échelons discontinus ne suffit pas pour le travail à l'oscillographe. Il faut fréquemment ajuster les dimensions de la trace à un niveau arbitraire par rapport à celui de la tension d'entrée. Pour cette raison, on monte toujours dans le circuit un atténuateur continu (potentiomètre).

Comme on l'a déjà indiqué au cours de la discussion sur l'atténuateur d'entrée à échelons, les caractéristiques de fréquence d'un potentiomètre de résistance élevée ne sont pas du tout satisfaisantes pour les recherches mettant en jeu des fréquences supérieures à 5 ou 10 000 hertz. Comme on doit utiliser des résistances de valeur assez faible, il faut isoler l'atténuateur fin de l'atténuateur d'entrée par un étage amplificateur.

Dans le cas des oscillographes universels, dans lesquels la résistance du potentiomètre peut atteindre plusieurs dixièmes de mégohm, le premier étage peut être un étage amplificateur ordinaire, le potentiomètre étant branché dans le circuit de grille de la manière habituelle (fig. 5-42a).

On placera, en série avec ce potentiomètre, une résistance atteignant au maximum le 1/10 de sa valeur, pour limiter exactement l'amplitude de réglage à celle des échelons de l'atténuateur. On supprime parfois cette résistance dans les oscillographes relativement bon marché, et les échelons de l'atténuateur discontinu sont de plus grande amplitude (par exemple 20 dB au lieu de 10 dB). Cette disposition risque de provoquer une saturation involontaire de l'étage d'entrée par des signaux forts. Comme l'atténuateur fin peut réduire les déviations verticales à zéro si l'on supprime la résistance-série, on risque de négliger le réglage préliminaire de l'atténuateur à plots, ce qui a pour consé-

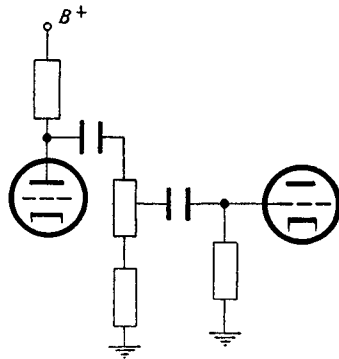


FIG. 5-42 a. — Atténuateur fin d'un oscillographe universel.

quence une saturation à la grille de l'étage d'entrée. Cette erreur, lorsqu'elle a été commise, peut être difficile à déceler, et cela peut conduire à passer des heures entières à « régler » un circuit qui, en fait, ne nécessite aucun réglage. Le jour suivant, l'oscillographe fonctionne correctement, et, dans ces conditions, personne ne sait comment l'appareil s'est « réparé tout seul » pendant la nuit.

5. 43. — Circuits d'entrée des oscillographes à large bande.

Lorsqu'on veut utiliser des potentiomètres de faible résistance, on n'a aucun intérêt à brancher ces potentiomètres en aval d'un étage amplificateur normal ; la résistance du potentiomètre est du même ordre que la résistance de charge de cet étage amplificateur. Pour cette raison, l'étage d'entrée d'un oscillographe à large bande est en général à charge cathodique (*cathode follower*).

Le cathode follower présente de nombreux avantages, y compris une impédance d'entrée très élevée, et une impédance de sortie très faible (de l'ordre de $1/S$ en ohms, S étant la pente du tube en ampères/volt), une large bande de réponse, une excellente linéarité, et la possibilité d'admettre à l'entrée des signaux de grande amplitude. Cette dernière propriété permet de monter l'atténuateur à plots en aval du cathode follower, à l'exception, peut-être, d'un simple diviseur de tension susceptible d'être mis en circuit pour des signaux très intenses. On obtient ainsi une impédance beaucoup plus constante, ce qui est très avantageux quand on étudie des impulsions brèves. La forme de ces impulsions est trop souvent fonction du réglage de l'atténuateur quand il s'agit d'oscillographes mal étudiés. Il y a 20 ans, on pouvait excuser les réalisateurs d'oscillographes dont la réponse variait en fonction du réglage de l'atténuateur (1), mais ceci n'est plus admissible maintenant que pour des réalisations d'amateurs.

Grâce à la très faible impédance de sortie du cathode follower, on peut se contenter de brancher à ses bornes de sortie un poten-

(1) D'après l'auteur, on commutait des résistances de charge anodique dans l'oscilloscope Philips GM 3150 pour faire varier le gain.

tiomètre de quelques milliers d'ohms seulement pour réaliser l'atténuateur fin. La figure 5-43a représente un circuit à cet effet.

Lorsqu'on doit amplifier des fréquences très basses, il est difficile de réaliser le couplage au potentiomètre. Si l'on voulait bloquer la composante à courant continu, il faudrait utiliser un condensateur électrochimique de capacité énorme. Mais les condensateurs de ce genre peuvent donner lieu à des courants de fuite importants, permettant le passage d'un courant continu à travers le potentiomètre, leur capacité par rapport à la masse étant, en outre, supérieure à ce qu'on peut tolérer pour des amplificateurs à large bande.

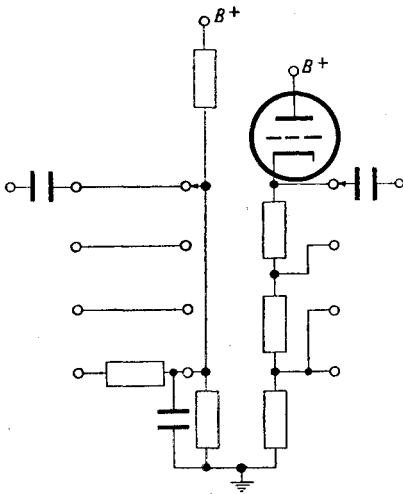


FIG. 5-43 a. — Circuit d'entrée à large bande.

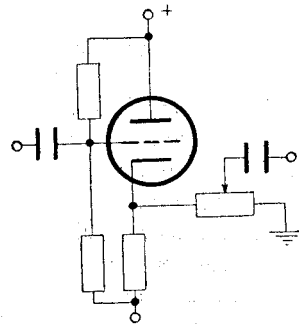


FIG. 5-43 b. — Cathode follower et atténuateur fin.

Par contre, un couplage direct du potentiomètre à la cathode donne lieu au passage d'un courant continu encore plus grand à travers le potentiomètre.

Si l'on utilise une résistance agglomérée ou à pellicule de carbone, une modification du réglage de l'atténuateur provoquera un déplacement vertical de la trace, provenant de la variation de l'amplitude de la composante continue de la tension transmise par le curseur du potentiomètre. L'image ainsi déplacée ne

reviendra que lentement à sa position correcte, la durée de ce déplacement passager dépendant de la constante de temps — pour les basses fréquences — de l'amplificateur. Si l'on utilise un potentiomètre bobiné, l'image se déplacera, tant vers le haut que vers le bas, de façon fantaisiste et brusquement, à cause des variations fréquentes et discontinues de la composante continue de la tension lorsque le curseur glisse sur le fil. On peut remédier en partie à cet inconvénient en utilisant des potentiomètres bobinés à contact indirect, où le curseur se déplace sur une plaque métallique mince faisant ressort, et qui appuie contre l'élément résistant proprement dit.

Une solution possible de ce problème consiste à relier la cathode à la source de tension négative par l'intermédiaire d'une résistance élevée, le potentiomètre étant branché entre la cathode et la masse (fig. 5-43*b*). Aucun courant continu ne circulera alors, et la difficulté signalée ci-dessus ne se présentera plus.

5. 5. — Amplificateur XX' (horizontal).

Toute la discussion ci-dessus relative aux amplificateurs d'oscillographes s'applique aussi bien aux amplificateurs XX' qu'aux amplificateurs YY' . Toutefois, on observe, dans la pratique des oscillographes, des différences entre eux, en particulier dans le cas des oscillographes à large bande, ou des oscillographes universels peu coûteux.

Il est très avantageux de disposer d'amplificateurs identiques (ou, plus exactement, très semblables) pour les deux axes. Un grand nombre de méthodes de mesure sont basées sur l'existence de deux amplificateurs de caractéristiques identiques. Un oscillographe universel bien conçu comportera probablement des amplificateurs XX' et YY' identiques. Dans les oscillographes, moins importants, « de dépannage », l'amplificateur XX' peut comporter un ou deux étages d'amplification de moins que l'autre, bien que les bandes passantes de ces deux amplificateurs soient à peu près les mêmes ; ceci réduit l'utilité de l'amplificateur, XX' bien qu'on puisse toujours s'en servir pour les applications les plus importantes.

Par contre, dans les oscillographes à large bande, le prix de revient de deux amplificateurs de caractéristiques semblables est

quasiment prohibitif. Par conséquent, la plupart des oscillographes à large bande ayant des amplificateurs passant jusqu'à 5 MHz et au-delà comportent des amplificateurs X'X beaucoup plus simples, ayant des bandes passantes plus étroites. Cet état de choses est admissible si l'on tient compte du fait que, dans la plupart des applications courantes de ces oscillographes, il n'est pas nécessaire d'appliquer des signaux du même type aux deux amplificateurs.

CHAPITRE V

BASES DE TEMPS

6. 1. — Bases de temps linéaires normales.

L'application la plus importante de l'oscillographe électronique est l'obtention de courbes en fonction du temps, le temps étant représenté linéairement sur l'axe des x . On utilise dans ce but des formes d'ondes spéciales en dents de scie, appelées bases de temps linéaires (§ 3.12).

Comme toute base de temps est une forme d'onde périodique, il faut utiliser un oscillateur d'un type quelconque pour les engendrer. Alors qu'un oscillateur *linéaire* engendre une forme d'onde *sinusoïdale*, on utilise des oscillateurs *non linéaires*, ou « à relaxation » pour les bases de temps linéaires. Presque tous les circuits à base de temps linéaire reposent sur le principe de la charge (ou de la décharge) exponentielle d'un condensateur à travers une résistance (§ 5.222). Il faut de plus disposer d'un moyen de déclencher à nouveau la dent de scie à la fin de la période, en déchargeant (ou rechargeant) le condensateur pour le ramener à l'état initial.

On peut répartir les bases de temps linéaires en deux classes fondamentales, celles dans lesquelles le retour à l'état initial est déclenché lorsque la dent de scie atteint une amplitude déterminée, et celles dans lesquelles un circuit rythmeur auxiliaire provoque ce retour à l'état initial. Cette distinction entre deux classes n'a aucun rapport avec la synchronisation, qui sera étudiée à part, au § 6.17. On peut réaliser les bases de temps de première classe de telle manière qu'elles donnent lieu à des amplitudes constantes, quelle que soit la fréquence. Par contre, celles de seconde classe nécessitent un nouveau réglage de l'amplitude, **chaque** fois qu'on fait varier la fréquence. Inversement, si l'on modifie l'amplitude on risque de provoquer une variation de la fréquence de celles du premier type, mais ce n'est pas obligatoire.

6. 11. — Base de temps à tube au néon simple.

On peut utiliser les propriétés des tubes à décharge simple pour provoquer la décharge périodique d'un condensateur de manière à engendrer une onde périodique correspondant à une base de temps linéaire. Bien que le circuit ainsi réalisé n'ait plus, actuellement, aucun intérêt pratique, on peut utiliser le phénomène mis en jeu pour mettre en lumière de nombreuses propriétés du premier type de base de temps mentionné ci-dessus.

On remplit de néon mélangé avec une très petite quantité de vapeur de mercure, un tube à gaz, sous faible pression. Lorsqu'on applique une tension croissante aux électrodes du tube, un courant très faible ($\leq 10^{-8}$ A) passe d'abord, jusqu'à ce qu'on atteigne un potentiel suffisant U_i pour ioniser le gaz. Il en résulte un courant ionique qui expulse, par émission secondaire, des électrons de la cathode. Ces électrons suffisent à maintenir le gaz ionisé même pour une tension aux bornes légèrement inférieure à U_i . Si la source de potentiel est à faible impédance, le courant résultant est suffisant pour provoquer la destruction du tube. Toutefois, si l'on place une résistance en série avec le tube au néon, afin de limiter l'intensité du courant, on observe qu'on obtient une chute de potentiel relativement constante à l'intérieur du tube dans de larges limites d'intensité du courant. Si l'on diminue alors progressivement le courant en abaissant la tension extérieure, la différence de potentiel aux bornes du tube reste encore sensiblement constante jusqu'à un point déterminé. Lorsque les électrons expulsés de la cathode sont en nombre insuffisant pour entretenir l'ionisation, le courant cesse brusquement. La tension aux bornes du tube à cet instant porte le nom de *tension de désionisation*.

Le circuit représenté sur la figure VI-11a est le type le plus simple de générateur en dents de scie. Lorsqu'on applique une tension, le condensateur commence à se charger à travers la résistance, la tension U à ses bornes tendant exponentiellement [plus précisément suivant la loi $U = U_0 (1 - e^{-\lambda t})$] vers la tension d'alimentation U_0 . Lorsque la tension atteint la tension d'allumage du tube au néon, celui-ci commence à être conducteur, et ce à un point tel que le condensateur se décharge quasi instantanément jusqu'au potentiel de désionisation ; le tube au néon

s'éteint alors et l'ensemble du cycle recommence. On engendre ainsi une tension en dents de scie oscillant périodiquement entre les potentiels d'allumage et de désionisation (fig. 6-11b).

L'amplitude de crête à crête est égale à la différence des deux tensions critiques du tube au néon. La période du balayage proprement dit, correspondant à une montée progressive de la tension, est fonction du temps que prend la tension aux bornes du condensateur pour atteindre le potentiel d'allumage du tube ; ce temps est lui-même déterminé par les valeurs de la

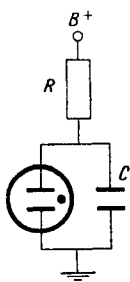


FIG. 6-11 a. — Oscillateur en dents de scie avec tube au néon.

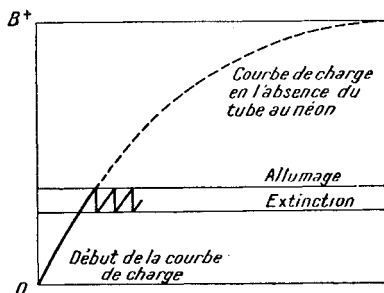


FIG. 6-11 b. — Variations de la tension du condensateur dans le circuit de la fig. 6-11 a.

résistance et de la capacité, et par la tension d'alimentation. On a représenté sur la figure 6-11c l'influence de la variation de ces trois constantes pour un tube au néon donné. On a indiqué également la forme d'ondes des bases de temps ainsi obtenues, et la manière dont elles permettent de représenter une sinusoïde à fréquence constante sur la figure 6-11d.

Les oscillateurs pour bases de temps à tubes au néon présentent un certain nombre de défauts, si bien qu'on ne les utilise pas en pratique. D'abord, l'ensemble exige une tension de synchronisation appréciable, qui agit par conséquent sur la forme d'onde de la base de temps obtenue. En outre, il est très difficile de les faire fonctionner à des fréquences très basses ou très élevées. Aux basses fréquences, par exemple, au-dessous d'environ 10 Hz, les valeurs des résistances et des condensateurs deviennent excessives, tandis qu'au-dessus de 10 kHz, le temps de désionisation est

trop long, et les oscillations s'amortissent d'elles-mêmes. Enfin, du fait que les deux tensions extrêmes sont déterminées par les caractéristiques du tube, la tension de désionisation étant très élevée, il est difficile d'obtenir une base de temps linéaire sans que la tension d'alimentation soit excessive. Si l'on se reporte à la figure 6-II-d, on observe que la linéarité augmente quand le rapport : $\frac{(\text{tension d'alimentation}) - (\text{tension d'extinction})}{(\text{tension d'allumage}) - (\text{tension d'extinction})}$ augmente.

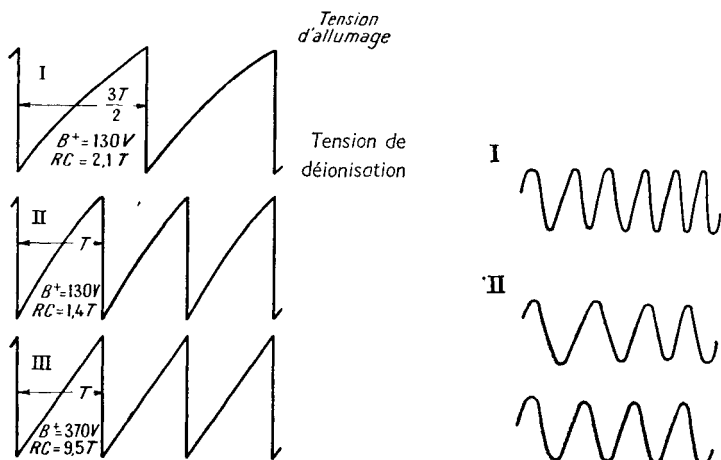


FIG. 6-11 c. — Influence de la variation des constantes du circuit de la fig. 6-11 a.

6. 12. — Bases de temps à thyatron.

Pour remédier à ces inconvénients, on a remplacé le tube simple à décharge au néon par le thyatron. Le thyatron est un tube à décharge gazeuse thermoionique avec une électrode supplémentaire commandant le déclenchement de la décharge. La cathode chaude émettant des électrons, permet de diminuer fortement la tension anodique par rapport à celle utilisée dans les tubes à décharge gazeuse simple avec cathodes froides. La figure 6-12a représente un exemple de réalisation de thyatron, avec ses caractéristiques.

Grâce à ses caractéristiques, il est possible de synchroniser un thyatron en chargeant très peu le circuit de synchronisation (§ 6-17) et d'améliorer la linéarité. Il est aussi beaucoup plus facile de modifier la fréquence et l'amplitude (fig. 6-12b). La figure 6-12c représente l'influence des variations de diverses constantes du circuit.

Bien qu'en ce qui concerne les basses fréquences les limitations des thyatrons soient semblables à celles des tubes au néon, on

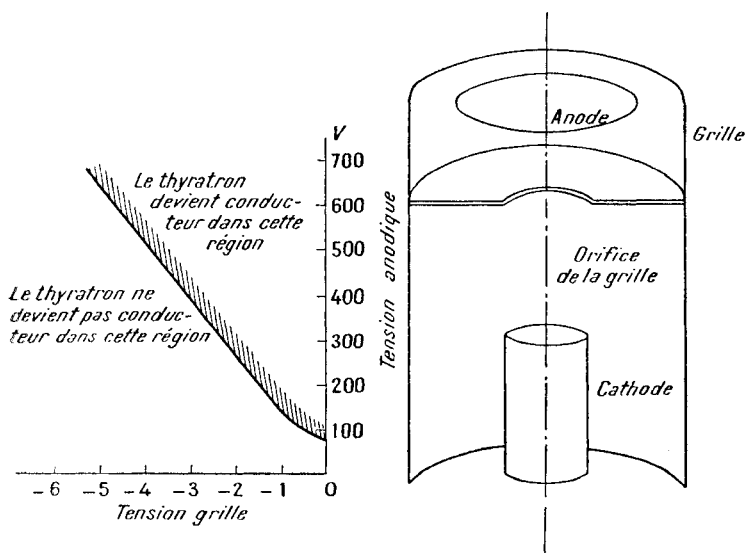


FIG. 6-12 a. — Constitution et caractéristiques d'un thyatron.

peut obtenir des fréquences plus basses qu'avec un tube au néon, grâce à l'amplitude plus grande de la variation de tension que permet la commande par la grille. Toutefois, si l'on utilise d'autres gaz que le néon, notamment l'argon, on peut repousser la limite du côté des fréquences élevées à des fréquences plusieurs fois supérieures à celle correspondant aux tubes au néon. Avec des thyatrons à l'hélium, on peut facilement faire fonctionner des bases de temps jusqu'à 150 kHz.

Bien que représentant un perfectionnement important par rapport au tube simple à décharge gazeuse, le circuit à décharge par thyatron est sujet à diverses limitations. Outre les restrictions concernant la fréquence, la synchronisation des thyatrons n'est pas aussi précise que celle des circuits à tube à vide qui seront étudiés au paragraphe suivant. On utilise toutefois les bases de temps à thyatrons sur beaucoup d'oscillographes universels.

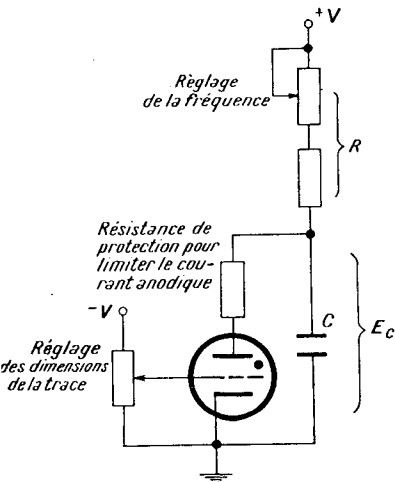


FIG. 6-12 b. — Générateur en dents de scie à thyatron.

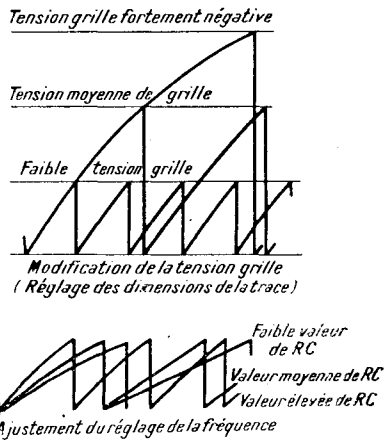


FIG. 6-12 c. — Influence de la variation des constantes du circuit de la fig. 6-12 c.

6. 13. — Circuits à décharge comportant des tubes à vide.

Bien que cela ne ressorte pas des caractéristiques normales des tubes à vide, ceux-ci sont susceptibles de laisser passer des courants énormes pendant de courts intervalles de temps, si la grille est soumise à des tensions positives par un moyen quelconque. Sur ce fait repose l'emploi de circuits à tubes à décharge pour des bases de temps linéaires.

6. 131. — Le multivibrateur.

Le multivibrateur est un des circuits à oscillations de relaxation (1) à tubes à vide les plus connus et les plus utilisés. Il comprend deux étages amplificateurs à résistances-capacités, leurs électrodes de sortie (anodes) étant respectivement couplées aux électrodes d'entrée (grilles) de l'autre tube, comme l'indique la figure 6-131a.

Dès que l'on applique une tension aux anodes, un des tubes devient non-conducteur (bloqué), tandis que l'autre, débloqué,

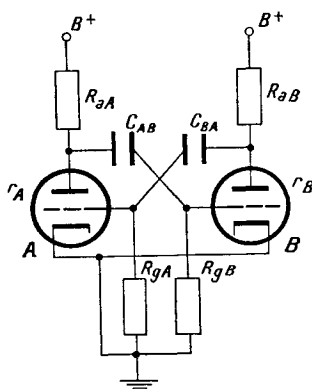


FIG. 6-131 a. — Circuit de multivibrateur.

laisse passer le courant maximum du fait des rétroactions existant dans le circuit. On peut décrire ce qui se passe ensuite par la succession d'opérations suivantes (cf. fig. 6-131b.)

1. *État initial.* Courant nul dans le tube A (bloqué) grille fortement négative, tube B conducteur, avec sa grille au potentiel zéro.

2. Le potentiel de la grille du tube A augmente (algébriquement !) progressivement du fait de la décharge du condensateur de couplage à travers le circuit $R_{gA} - R_{aB} - r_B$.

(1) *Note du Trad. :* Les oscillations des *relaxations* sont en général des oscillations non sinusoïdales, comme, par exemple, les dents de scie.

3. *Premier changement.* Le tube *A* commence à devenir conducteur, l'anode devient négative, abaissant toujours (algébriquement !) le potentiel de la grille du tube *B*, qui provoque elle-même une élévation du potentiel de l'anode du tube *B* ; celle-ci rend rapidement la tension de la grille *A* positive de telle sorte qu'en très peu de temps — quelques dixièmes de micro-

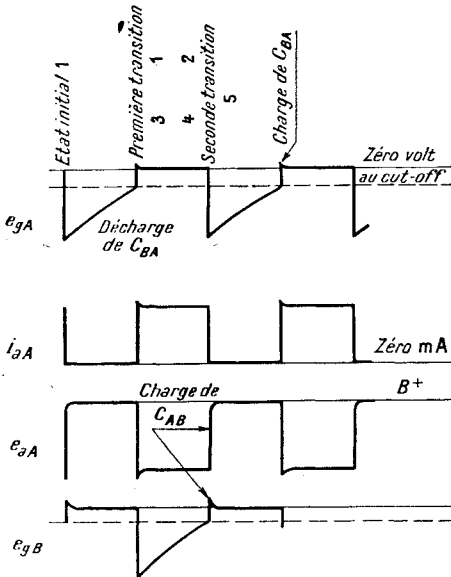


FIG. 6-131 *b.* — Formes d'ondes dans le cas d'un multivibrateur.

seconde ou même moins, — l'état initial est inversé, et le tube *A* devient conducteur, tandis que la grille *B* devient très fortement négative.

4. Le condensateur de couplage à la grille du tube *A* se charge jusqu'à ce qu'aucun courant grille ne circule, et la grille est au potentiel de la masse, tandis que le potentiel de la grille du tube *B* augmente progressivement jusqu'à ce que :

5. *Second changement...* le tube *B* redevient conducteur, et déclenche ainsi le phénomène ramenant le circuit à l'état initial.

C'est ainsi que les deux tubes d'un multivibrateur se bloquent

alternativement l'un l'autre, engendrant des impulsions de polarité opposée sur les deux anodes.

Il existe de nombreuses variantes du circuit fondamental, et qui sont destinées à des applications spéciales. Beaucoup ont été prévucs pour être utilisées comme bases de temps. Une d'entre elles qui est peut-être la plus simple et la plus facile à synchroniser (comme on le verra au § 6.17), repose sur le principe du multivibrateur à couplage cathodique (fig. 6-131c).

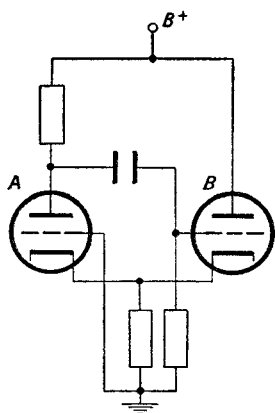


FIG. 6-131 c. — Multivibrateur à couplage par la cathode.

L'ordre de succession des opérations est ici le suivant (fig. 6-131d).

1. *État initial.* — Par exemple : tube A conducteur, tube B bloqué, grille très négative.

2. La grille du tube B revient progressivement au potentiel zéro.

3. *Premier changement.* — A un instant donné, le tube B commence à laisser passer un courant. Le courant cathodique du tube B circulant dans la résistance de cathode commune tend à augmenter le potentiel de la cathode. Toutefois, immédiatement après, à cause de l'élévation du potentiel de la cathode, le courant anodique circulant dans le tube A diminue, et sa tension anodique augmente par conséquent, ainsi — par suite — que le potentiel de la grille du tube B. Ce phénomène de rétroaction se poursuit jusqu'à ce que le tube A soit complètement bloqué, et que la grille du tube B soit à un potentiel positif assez élevé. Grâce à la résistance de charge dans la cathode, le potentiel de la cathode varie, évidemment, en même temps que celui de la grille. Toutefois, l'impulsion positive appliquée à la grille a une amplitude telle que la grille devient positive par rapport à la cathode. Le potentiel effectif grille-cathode atteint, au point culminant de ce changement, une valeur qui est fonction du courant-grille qui circule, de l'amplitude de l'impulsion positive appliquée à travers le condensateur de couplage, et de l'impédance interne du tube A.

4. Le condensateur de couplage est chargé rapidement par le courant-grille, si bien que le potentiel de grille s'abaisse, et tend vers celui de la cathode. A cause de l'action de la résistance de cathode, le potentiel de la cathode diminue également, mais

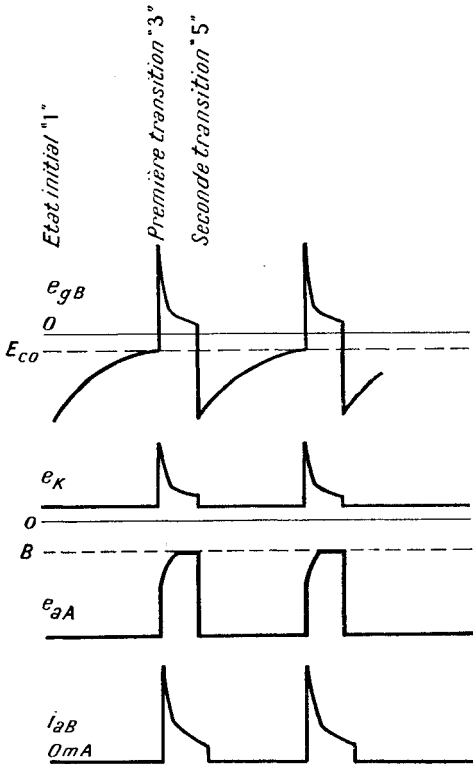


FIG. 6-131 d. — Formes d'ondes dans le cas d'un multivibrateur à couplage cathodique.

moins vite que celui de la grille, jusqu'à ce que la grille et la cathode soient au même potentiel. Le condensateur continue, alors, à se charger plus lentement à travers la résistance de grille, et les potentiels de grille et de cathode diminuent graduellement jusqu'à ce que...

5. *Second changement...* le tube *A* commence à laisser passer un courant, l'anode devenant négative, et provoquant le blocage du tube *B*, ramenant ainsi le circuit à l'état initial.

Il importe d'observer ici que le multivibrateur à couplage cathodique possède deux constantes de temps de type différent, — l'une du type « normal » quand le condensateur se charge ou se décharge à travers la résistance de fuite de grille, l'autre correspondant à la charge du condensateur par le courant-grille. La seconde constante de temps est beaucoup plus petite que la

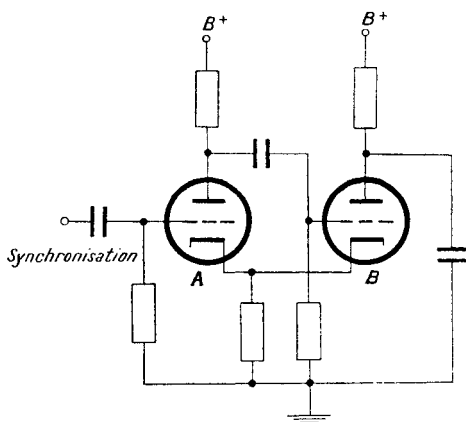


FIG. 6-131 e. — Base de temps à multivibrateur.

première, chose qui a une grande importance en ce qui concerne les bases de temps.

Une autre observation importante est le fait qu'on utilise seulement les tensions d'une anode et d'une grille pour faire fonctionner le multivibrateur. On peut donc utiliser dans de très bonnes conditions la grille libre pour la synchronisation (§ 6.17), tandis que l'anode inutilisée fournit un courant ayant exactement la forme d'onde convenant au fonctionnement d'un circuit pour tensions en dents de scie.

En intercalant un condensateur C_1 entre l'anode *B* et la masse (fig. 6-131e), on obtient directement une forme d'onde en dents de scie. La durée du balayage dans le sens direct (à progression lente) est déterminée par la première (la plus grande...) constante de temps du circuit. Le condensateur C_1 doit avoir une capacité

suffisante — en liaison avec la résistance de charge anodique — de telle sorte qu'il ne se charge pas à un potentiel qui soit une fraction trop élevée de la tension d'alimentation pendant que le tube B est bloqué, de manière à préserver la linéarité.

Ce condensateur se déchargera pratiquement au potentiel de la cathode pendant le court intervalle de temps où le tube B est

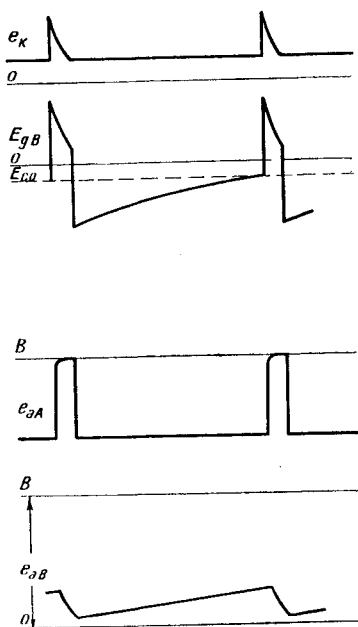


FIG. 6-131 *f*. — Formes d'ondes d'une base de temps à multivibrateur.

conducteur (fig. 6-131 *f*). On peut utiliser le multivibrateur à couplage cathodique jusqu'à des fréquences descendant à 1 ou 2 Hz, ou montant jusqu'à 500 kHz. Cependant, aux fréquences les plus élevées, la course de retour peut être une fraction appréciable du cycle, malgré l'emploi de condensateurs de couplage de très faible capacité. Ceci provient de la capacité de la grille par rapport à la masse, qui affaiblit l'impulsion appliquée à la grille du tube B, tout en arrondissant les bords bien tranchés de ce signal. Il faut utiliser, dans ces cas-là, des bases de temps plus complexes, comme celle « à trois pentodes » (§ 6-144).

6. 132. — Oscillateur « blocking ».

Un circuit dans lequel la durée de la course de retour de la dent de scie est indépendante de celle de la course aller (ou, si l'on préfère, de la fréquence de récurrence de la dent de scie) est l'oscillateur « blocking » (fig. 6-132a). Ce circuit comporte un oscillateur LC combiné avec un circuit RC à relaxation. Le circuit RC comprend, comme dans le cas des multivibrateurs, la résistance de fuite de grille et le condensateur de couplage. L'oscilla-

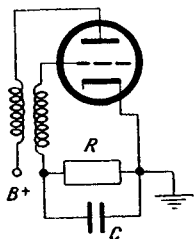


FIG. 6-132 a. — Circuit oscillateur dit « blocking ».

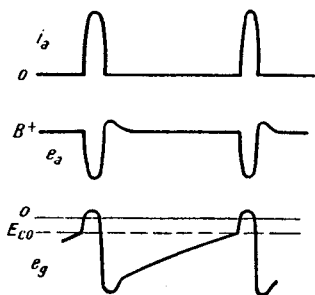


FIG. 6-132 b. — Formes d'ondes d'un oscillateur « blocking ».

teur LC comporte un transformateur couplant l'anode à la grille, plus ses capacités réparties. Le rapport du nombre de tours du primaire au nombre de tours du secondaire est relativement petit, contrairement à ce qui se passe pour les transformateurs normaux d'oscillateurs, à savoir de l'ordre de 1-1, ou même moins (élévateur par rapport à la grille). Le noyau de fer assure un couplage très étroit entre les enroulements d'anode et de grille. D'une manière générale, le transformateur d'un oscillateur blocking ressemble, du point de vue construction, à un transformateur d'impulsions pour radar — faible inductance et faible capacité, mais coefficient Q de surtension assez faible, de l'ordre de 2.

Grâce au couplage serré entre l'anode et la grille, et au Q peu élevé, l'oscillateur LC peut parvenir à l'amplitude maximum d'oscillation en une fraction de période (fig. 6-132b). Le conden-

sateur de grille se charge à la tension maximum du secondaire pendant le premier quart de cycle, grâce au courant de grille. En même temps, la grille peut acquérir une tension positive de plusieurs volts, grâce à la faible impédance que présente le circuit anodique vu à travers le transformateur. Cette impédance est, en fait, si faible que cette tension positive de la grille donne lieu au passage d'un courant anodique très intense.

Durant le second quart de période de l'oscillation, la grille est amenée à une tension très négative et le courant anodique est

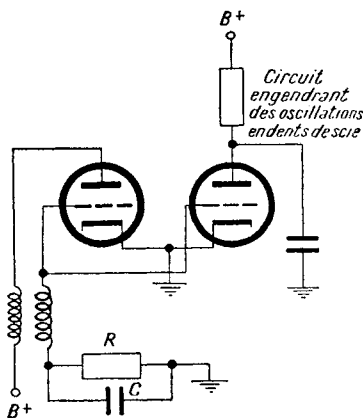


FIG. 6-132 c. — Base de temps à oscillateur blocking.

interrompu. A partir de cet instant, l'amplitude de l'oscillation commence, à cause du faible Q du transformateur, à diminuer rapidement. La seconde pointe positive n'a pas une amplitude suffisante pour provoquer le passage d'un courant anodique, à cause de la forte polarisation négative de la grille, résultant de la charge accumulée aux bornes du condensateur pendant le premier quart de période. L'amplitude de l'oscillation s'annule alors. Le cycle suivant d'oscillation ne se produit que quand la charge du condensateur de grille a suffisamment diminué pour qu'un courant anodique puisse passer.

On peut utiliser directement l'impulsion de courant anodique pour former la dent de scie, ou employer un tube auxiliaire, dont on branche la grille et la cathode en parallèle sur la grille et la cathode du tube oscillateur du blocking (fig. 6-132c).

Le multivibrateur et l'oscillateur blocking appartiennent à la seconde catégorie de bases de temps. Les circuits déterminant la fréquence sont séparés des circuits formant la dent de scie, et presque complètement indépendants de ceux-ci.

On peut ainsi faire varier la fréquence sans changer les constantes des circuits formateurs des dents de scie, l'amplitude de celles-ci restant par suite, constante.

6. 133. — Bases de temps à pentodes.

Tous les circuits ci-dessus emploient des tubes triodes. On peut les transformer tous en vue d'employer des pentodes. Il est toutefois beaucoup plus avantageux d'utiliser les caractéris-

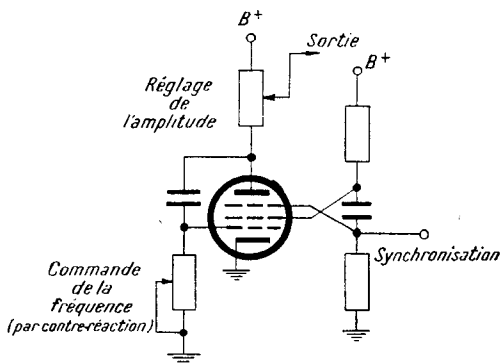


FIG. 6-133 a. — Oscillateur en dents de scie à pentode.

tiques particulières des pentodes dans des bases de temps spécialement étudiées pour en tirer le meilleur parti. On peut citer, à titre d'exemple, l'oscillateur, à dents de scie, *transitron* (1) (fig. 6-133a).

Ce circuit tire parti du fait que la troisième grille d'une pentode commande le courant anodique sans modifier le courant total débité par la cathode. C'est ainsi que le courant de la deuxième grille diminue quand on augmente la tension de la troisième grille.

(1) *Note du trad.* Ne pas confondre l'oscillateur *transitron* — antérieur — avec les oscillateurs à *transistors* ou *transistrons*.

Un second principe appliqué dans cet oscillateur à dents de scie très particulier est celui de *l'amplificateur intégrateur*. Si l'on renvoie la tension de sortie d'un amplificateur à son circuit d'entrée par l'intermédiaire d'un condensateur, et en choisissant la polarité de cette rétroaction de façon à réaliser une contre-réaction, cet amplificateur intégrera le signal d'entrée. Si la tension d'entrée reste constante, la tension de sortie croîtra (ou décroîtra) linéairement avec le temps, jusqu'à ce qu'on atteigne le point de fonctionnement limite de l'amplificateur. Le courant anodique croît linéairement avec le temps, jusqu'à ce que la tension anodique s'abaisse jusqu'au coude de la caractéristique tension-courant d'anode, quand le courant de la seconde grille commence lui-même à croître. La chute de tension résultante du potentiel de la seconde grille est transmise à la troisième grille, ce qui diminue le courant circulant dans le circuit anodique, et contribue, de plus, à augmenter le courant dans la seconde grille. On se trouve ainsi en présence d'un phénomène de rétroaction, qui se termine quand la totalité du courant circulant dans le tube est absorbé par la seconde grille. Le courant passant par l'anode est alors rigoureusement nul, la première grille est rendue positive par l'impulsion anodique transmise par le condensateur de rétroaction intégrateur, et la 3^e grille est à un potentiel négatif élevé. L'augmentation du potentiel de la première grille contribue à l'augmentation rapide du courant de grille-écran. Du fait de la tension élevée de la première grille, le courant de grille écran est très élevé, et la grille-écran n'est qu'à un potentiel légèrement supérieur à celui de la cathode. Tout ce changement se produit très rapidement, comme dans un multivibrateur.

La saturation du courant de la seconde grille permet au condensateur de couplage de la 3^e grille de commencer à se décharger exponentiellement jusqu'à ce qu'elle atteigne le potentiel de la cathode. A un instant donné, l'anode commence à laisser passer un courant, le courant d'écran diminue, le condensateur de couplage à la troisième grille augmente le potentiel de cette dernière, ce qui augmente encore le courant anodique, et ainsi de suite, jusqu'à ce que la tension d'écran reprenne une valeur normale. De cette manière, au début du nouveau balayage dans le sens aller, le potentiel de l'anode diminue brusquement de quelques volts. Cependant, la tension transmise à la première

grille provoque une diminution de courant total circulant dans le tube, et cette impulsion négative s'arrête quand les trois grilles ont atteint leurs tensions de fonctionnement normales : grille-écran positive, 3^e grille au potentiel de la masse, faible courant anodique, courant-grille de la première grille quasi nul.

A partir de ce point, l'augmentation linéaire du courant anodique recommence, et se poursuit jusqu'à ce que le commence-

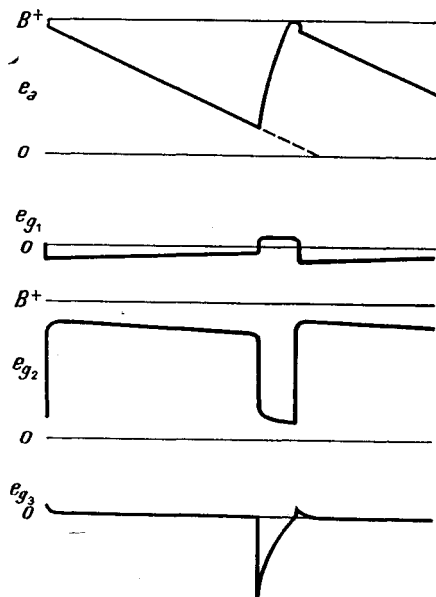


FIG. 6-133 b. — Formes d'ondes d'oscillateur en dents de scie à pentode.

ment de l'augmentation rapide du courant d'écran amorce une nouvelle course de retour (fig. VI-133b).

Ce circuit, comme l'oscillateur simple à tube au néon, ou la base de temps à thyatron fonctionnant avec une tension de grille constante, permet de réaliser des bases de temps à amplitude constante et indépendante de la fréquence.

On trouvera une étude plus détaillée de ces bases de temps dans l'ouvrage de PUCKLE (1).

(1) PUCKLE, O.S. *Bases de temps*, traduit de l'anglais par M. ROLLAND, Chiron éditeur, Paris (Remplace une référence russe de l'auteur).

6. 14. — Linéarité du balayage.

Toutes les bases de temps décrites dans les sections précédentes — à l'exception de l'oscillateur en dents de scie à transition (§ 6.133) — utilisent la charge d'un condensateur par une source ayant une certaine résistance et une force électromotrice constante. Il en résulte que la tension aux bornes du condensateur, en fonction du temps, est une exponentielle. Si l'on s'arrange pour que la tension de balayage ne soit qu'une faible fraction de la tension d'alimentation totale, on peut conserver une linéarité satisfaisante. Malheureusement, les oscillographes nécessitent des tensions de déflexion importantes. On a proposé de nombreux montages de bases de temps linéaires donnant des signaux de grande amplitude.

6. 141. — Bases de temps à tensions en dents de scie amplifiées.

Comme on l'a vu ci-dessus (§ 6.11), plus l'amplitude de la dent de scie est faible par rapport à la tension d'alimentation, plus elle est linéaire. La figure 6-141a indique la linéarité des formes

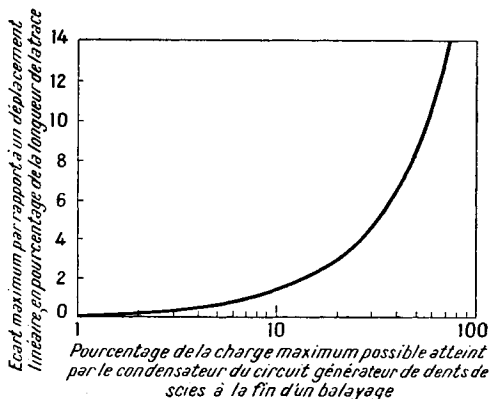


FIG. 6-141 a. — Linéarité des tensions de faible amplitude de forme exponentielle.

d'ondes de bases de temps de diverses amplitudes en fonction de l'écart en % de la pente instantanée par rapport à la pente moyenne, et de l'erreur maximum sur le déplacement exprimée

en % de la longueur totale de la trace. On notera que les bases de temps ayant une amplitude inférieure à 10 % de la tension d'alimentation sont suffisamment linéaires pour l'observation des formes d'ondes, même si elles ne permettent pas de mesures de temps extrêmement précises.

La méthode probablement la plus simple et la plus immédiate d'obtention d'une déviation linéaire consiste à réaliser une tension en dents de scie de faible amplitude, et à l'amplifier, bien que ce n'ait pas été, chronologiquement, le premier procédé de linéarisation utilisé.

Il est naturellement possible, dans un oscillographe à déflexion symétrique, d'utiliser des circuits de bases de temps engendrant des tensions en dents de scie symétriques. Toutefois, ces circuits ne sont en général ni plus économiques, ni d'un meilleur rendement qu'un montage comportant une base de temps de faible amplitude, et un étage de sortie amplificateur de déflexion normal (§ 5.2). Il est donc toujours possible d'amplifier l'onde constituant la base de temps, tout au moins dans l'étage de sortie.

Lorsqu'on utilise un circuit à dents de scie pour engendrer un signal d'amplitude relativement faible, on obtiendra une fréquence plus élevée pour une valeur donnée de RC (fig. 6-12c). Par conséquent, une linéarisation comportant une réduction d'amplitude de la dent de scie oblige à prévoir des résistances et des condensateurs plus importants pour une même durée de balayage. Mais ce n'est toutefois ni une grande complication, ni une grosse dépense vis-à-vis de la commodité que cela donne pour la réalisation d'une base de temps économique.

6. 142. — Pentode de décharge.

Chronologiquement, le premier procédé de linéarisation utilisé fut la charge d'un condensateur à travers une diode saturée, autrement dit d'une diode dans laquelle l'anode absorbe tous les électrons émis par une cathode en métal pur, le courant anodique n'étant affecté que par les variations de la température du filament. On rend ainsi le courant de charge, et par suite la vitesse de variation de la tension aux bornes du condensateur, indépendants de la tension aux bornes du dit condensateur. Naturellement, cette indépendance n'était que relative; les caractéristiques (I_a , V_a) du courant anodique des diodes sont toujours

quelque peu arrondies (fig. 6-142a), tandis que la température du filament est susceptible de varier en même temps que la tension du secteur. De plus, la chute de tension à travers la diode est très importante, à cause de la longueur de la caractéristique linéaire de la diode tant que la saturation n'est pas atteinte.

Dès qu'on eût mis au point les pentodes, on se rendit compte que leurs caractéristiques les rendaient presque parfaites (fig. 6-142b) pour la linéarisation des bases de temps. La variation du courant anodique en fonction de la tension anodique est très

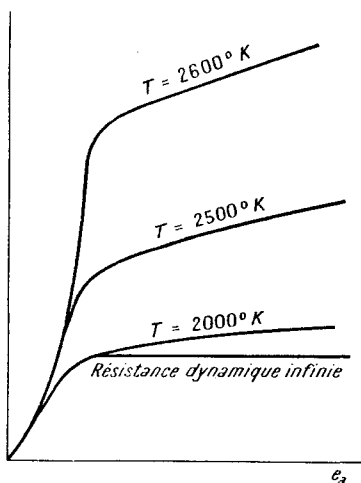


FIG. 6-142 a. — Caractéristiques d'une diode.

faible, lorsqu'on maintient constantes les tensions des trois grilles. De plus, le courant atteint sa valeur maximum pour des tensions anodiques relativement faibles — par exemple 20 à 50 V, suivant le tube et ses conditions de fonctionnement.

Comme les trois grilles doivent avoir des potentiels constants, il faut modifier les circuits de bases de temps par rapport à ceux étudiés précédemment, le balayage direct, étant engendré alors par la décharge lente jusqu'au voisinage du potentiel zéro d'un condensateur à travers la pentode, le balayage de retour étant engendré par la charge rapide du condensateur par une brève impulsion de courant de grande intensité (fig. 6-142c).

La caractéristique réelle d'une pentode est très peu inclinée par rapport à l'horizontale. Elle correspond à la résistance interne dynamique — très élevée — de la pentode r_a . La tension en dents de scie obtenue est identique à celle qu'on pourrait engendrer avec une résistance simple r_a et une tension d'alimentation $e_b = r_a \cdot i_a$. Si, par exemple, on utilise une pentode avec $i_a = 1\text{mA}$, et $r_a = 3\text{M}\Omega$, cela correspond à une tension d'alimentation effective $e_b = 3\,000\text{ V}$. Si les limites de la tension de balayage sont 300 V et 50 V — correspondant à une amplitude

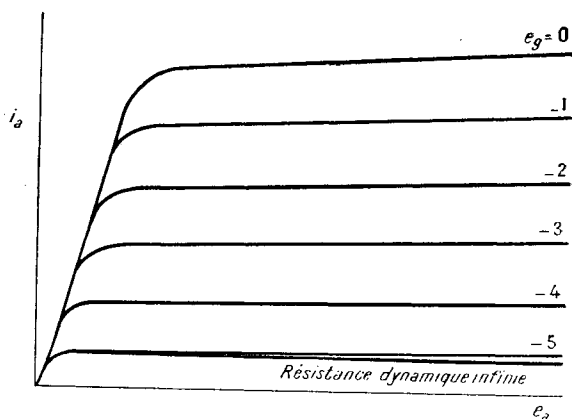


FIG. 6-142 b. — Caractéristiques d'une pentode.

de 250 V, la fraction de la tension d'alimentation effectivement utilisée est $\frac{250}{2950} = 0,084$.

On peut agir sur la résistance interne dynamique effective, ainsi que sur le courant de charge, par la résistance variable en série avec la cathode, qui fait varier la polarisation-grille. On peut ainsi réaliser des résistances effectives de plusieurs mégohms associées à des courants de charge très faibles, ce qui permet d'obtenir des balayages très linéaires.

Il convient de noter que le système de charge a sa cathode à un potentiel élevé au début du balayage direct. Si, comme dans la figure 6-142c, le système de charge est un thyatron, il faut maintenir la différence de potentiel cathode — filament à une valeur très faible, de telle sorte qu'il est nécessaire d'alimenter ce

filament par un enroulement de transformateur distinct, relié à la cathode. Mais ceci présente premièrement l'inconvénient d'augmenter la capacité du circuit, ce qui est très gênant pour les bases de temps à fréquence de répétition élevée, et, deuxièmement, le couplage capacitif au primaire du transformateur peut donner lieu à une distorsion de la forme d'onde. Il est recommandé de placer un écran électrostatique entre l'enroulement chauffant,

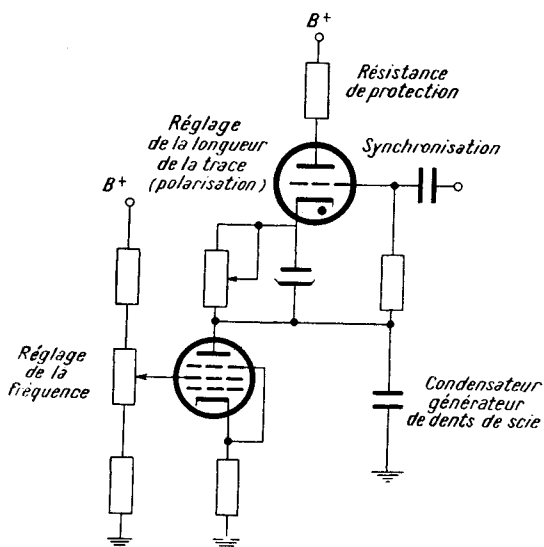


FIG. 6-142 c. — Base de temps avec pentode de linéarisation.

la cathode du thyatron et le reste du transformateur, ou même de prévoir un transformateur séparateur indépendant, de rapport 1 : 1, avec écran électrostatique.

Même quand on ne se sert pas de thyatrons, il y a des limites bien définies à la différence de tension admissible entre la cathode et le filament. Il est inutile de les relier directement entre eux, sous réserve qu'à aucun instant du cycle de fonctionnement on ne dépasse la tension maximum admissible qui est, pour les tubes modernes, de 90 V environ.

6. 143. — Circuit « bootstrap » (littéralement : « à lacet de soulier »).

Le circuit de la figure 6-143a, ou circuit « bootstrap » (1) ? est un circuit qui permet d'obtenir à peu près le même degré de linéarité que le circuit à pentode du paragraphe précédent, et qui porte ce nom parce que la tension en dents de scie elle-même accroît la tension d'alimentation.

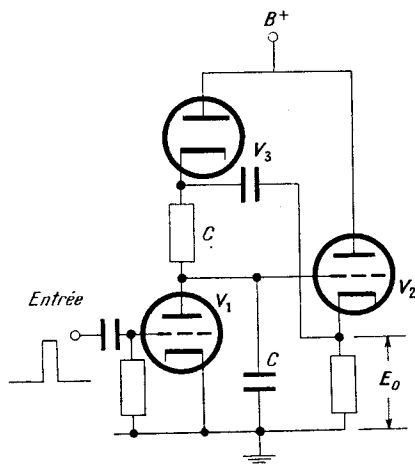


FIG. 6-143 a. — Circuit dit « Bootstrap »

V_1 est le tube classique à décharge de condensateur, qu'on fait fonctionner en appliquant des impulsions brèves, positives et de grande amplitude à sa grille.

Lorsque le tube à décharge V_1 est bloqué, la tension E_c du condensateur commence naturellement à croître. Cette augmentation de tension est transmise, par le tube à cathode follower V_2 à l'extrémité haute tension de la résistance de charge. Si le

(1) Ce nom bizarre provient d'une citation anglaise — faisant penser à notre Cyrano de Bergerac — « où quelqu'un se soulève par ses propres lacets de soulier ». C'est, en fait, un circuit à charge de cathode (cathode follower) dans lequel le retour de grille se fait à la cathode, et non à la masse comme dans une cathode follower. (N. du trad.)

gain du cathode follower était exactement égal à un, la tension aux bornes de la résistance de charge resterait invariable, et l'on obtiendrait un courant de charge constant. La diode V_3 est destinée à permettre à la tension de charge de dépasser la tension normale d'alimentation.

L'augmentation apparente de la tension d'alimentation est égale, dans ce cas, à $e_b = E_b(1 - A)$, où A est le gain réel du cathode follower. Si l'on utilisait, par exemple, une tension d'alimentation E_b de 300 V., avec un gain de 0,92 pour le cathode follower, on aurait $e_b = \frac{300}{0,08} = 3750$ V. Ce chiffre est comparable à celui cité à propos des pentodes. Bien que ce circuit ne donne pas une tension de sortie E_o aussi élevée que celui comportant une pentode pour la linéarisation, on obtient la tension de sortie aux bornes d'une impédance faible, ce qui peut être un avantage dans certains cas, en particulier quand on a également besoin du signal de base de temps pour un circuit extérieur et, d'une manière générale, pour les fréquences élevées.

Un autre avantage du circuit « bootstrap » est sa stabilité. On réalise la linéarisation à l'aide d'un cathode follower ayant une contre-réaction à 100 %, et la forme des signaux de la base de temps dépend seulement des constantes R et C du circuit, tandis que, dans le cas des circuits de linéarisation à pentode, elle varie avec les caractéristiques du tube — échauffement, vieillissement, etc. On peut, de cette manière, étalonner le circuit « bootstrap » en cm/s pour chaque valeur de R et C , tandis qu'en ne peut étalonner qu'approximativement le circuit à pentode.

6. 144. — Base de temps « à trois pentodes ».

Lorsque le temps de retour du spot d'un type simple de base de temps devient trop long, du fait de l'impossibilité de décharger assez rapidement le condensateur formant les dents de scie, il faut recourir à des bases de temps plus complexes. Une caractéristique fondamentale de ces bases de temps est la présence d'un cathode follower dans le circuit de retour du spot. Une des propriétés les plus intéressantes du cathode follower est son impédance de sortie extrêmement faible qui est de l'ordre de $1/S$; par conséquent, si l'on utilise un tube ayant une pente élevée telle que $1/S$ soit de l'ordre de 100Ω ce qui correspond à $0,01A/V$

ou 10 mA/V pour la pente, on peut parvenir à des constantes de temps extrêmement faibles pour le circuit de retour, même avec des condensateurs assez importants. C'est ainsi qu'on réalisera une constante de temps de l'ordre de 10^{-8} s. avec une capacité de 100 pF. Le temps de retour du spot n'est, dans ces conditions, limité que par les autres constantes du circuit, qu'on peut réduire en conséquence.

Un type de base de temps fondé sur ces principes est la base de temps dite « à trois pentodes » (fig. 6-144a). Le tube V_1 est une

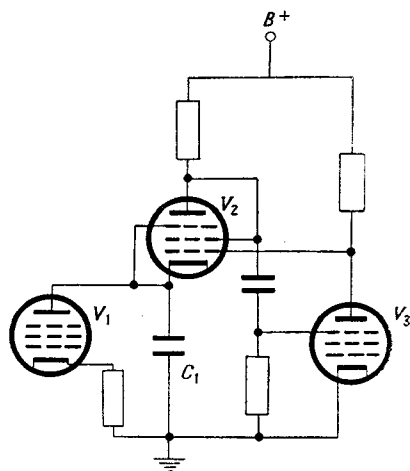


FIG. 6-144 a. — Base de temps « à 3 pentodes »

pentode de linéarisation servant à décharger le condensateur formateur de dents de scies à courant constant (§ 6. 142), V_2 est un cathode follower, et V_3 , en liaison avec V_2 , engendre l'impulsion de retour, en contrôlant le courant anodique par la grille suppressor. Les tubes V_2 et V_3 peuvent être des pentodes à pente élevée. On remarque, toutefois, que V_2 est monté en triode ! Parce que la cathode de V_2 est à un potentiel initial élevé au début de chaque cycle, il faut alimenter son filament de chauffage par un enroulement spécial, isolé par un écran électrostatique des autres enroulements du transformateur d'alimentation, ou, même, utiliser un transformateur séparateur de rapport 1 : 1.

Le fonctionnement de ce genre de base de temps (fig. 6-144b) repose sur des principes identiques à ceux déjà étudiés à propos d'autres bases de temps dans cette section. Au début du balayage, V_3 laisse passer le courant maximum, tandis que le condensateur C_1 est presque au potentiel de l'alimentation, de telle sorte que

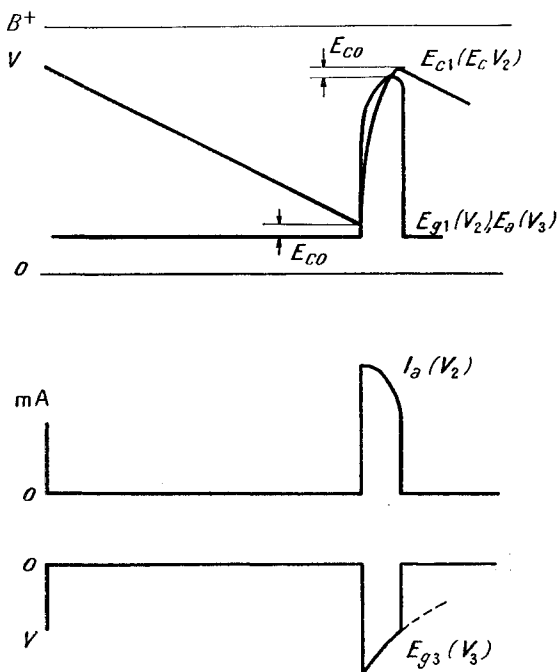


FIG. 6-144 b. — Formes d'ondes d'une base de temps « à 3 pentodes ».

V_2 est bloqué. Lorsque le condensateur se décharge progressivement à travers V_1 , le potentiel de la cathode de V_2 s'abaisse jusqu'à ce qu'un courant d'anode commence à circuler. La diminution consécutive de tension anodique est transmise à la grille g_2 de V_3 , ce qui réduit alors le courant anodique, et augmente la tension-grille de V_2 . Ce phénomène de réaction se poursuit jusqu'à ce que le courant d'anode de V_3 soit complètement supprimé. On rend ainsi positive la grille du cathode

follower, et l'on engendre un courant très intense qui sert à recharger C_1 . Par conséquent, le potentiel de la cathode devient presque immédiatement suffisamment positif pour couper le courant d'anode de V_2 . Cet accroissement de potentiel réagit par couplage sur la grille g_3 de V_3 , et l'on est ainsi ramené à l'état initial.

Il importe de remarquer que pour des bases de temps à fréquence de récurrence élevée, le choix de V_3 est assez limité. Pour obtenir le maximum d'avantages du fonctionnement en cathode follower, il faut aussi que les constantes de temps dans le circuit anodique de V_3 soient petites. Il faut tenir compte, dans le cas présent, de la capacité de sortie de V_3 et de la capacité d'entrée de V_2 . Leur total peut atteindre 20 pF par conséquent, pour avoir la même constante de temps que dans le circuit de charge du condensateur, il faudrait limiter la valeur de la résistance d'anode à moins de 500 Ω . Cela est évidemment insuffisant, car on ne peut rendre, dans ces conditions, la grille de V_2 très négative par rapport à la cathode. La vitesse de retour du spot est donc limitée par ce circuit. Si l'on utilise des pentodes laissant passer un courant intense, avec une résistance de charge de 5 000 Ω , on peut obtenir une amplitude de 250 à 400 V, tout en conservant à la durée de retour du spot une valeur inférieure à 10^{-7} s. De plus, le tube doit être du type à grille suppressor indépendante ramenée à une broche du culot, et tel que la courbe donnant le courant anodique en fonction de la tension du suppressor ne présente aucune partie horizontale lorsque le potentiel du suppressor est voisin de zéro.

6. 15. — Bases de temps à course unique (balayage déclenché).

Dans beaucoup d'applications, on désire observer une forme d'onde non récurrente, autrement dit la forme d'un signal qui ne se reproduit pas à intervalles irréguliers. Il y a intérêt, dans ce cas, à utiliser une base de temps qui ne se déclenche pas toute seule en l'absence de synchronisation, contrairement à ce qui se passe pour les autres bases de temps décrites ci-dessus ; on désire, autrement dit, disposer d'une base de temps qui n'entre en jeu que lorsqu'elle est déclenchée par le début du signal même à observer (fig. 6-15a). Pour y parvenir, il faut supprimer

le commencement des signaux, et différentier ceux-ci pour améliorer la synchronisation (§ 6. 173).

Comme avec les bases de temps normales se déclenchant

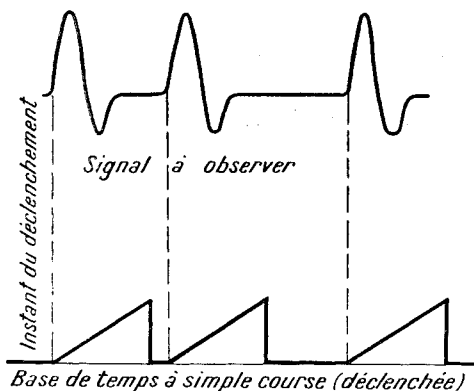


FIG. 6-15 a. — Fonctionnement d'une base de temps à simple course (balayage « déclenché »).

toutes seules, il y a à peu près autant de circuits de balayage déclenché qu'il y a d'ingénieurs réalisant des oscillographes.

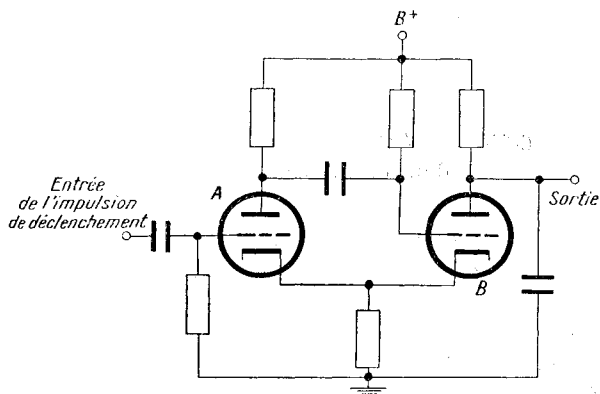


FIG. 6-15 b. — Multivibrateur « one-shot » (ou « monostable »).

Ils reposent tous sensiblement sur le même principe, à savoir que le tube chargeant (ou déchargeant) un condensateur laisse passer

à tout instant un courant intense, sauf pendant la période du balayage à réaliser ; il est alors bloqué. L'impulsion qui bloque le tube de retour à l'état initial pendant la période où c'est nécessaire doit être engendrée à part. On peut employer dans ce but un multivibrateur « one-shot » (« à un coup ») (fig. 6-15b).

En l'absence de signal d'entrée le circuit ne présente qu'un seul état stable (on dit qu'il est *monostable*), à savoir que le tube *B* est conducteur, et que le tube *A* est bloqué, à cause de la résistance de cathode commune, et du fait que le retour de grille du tube *B*

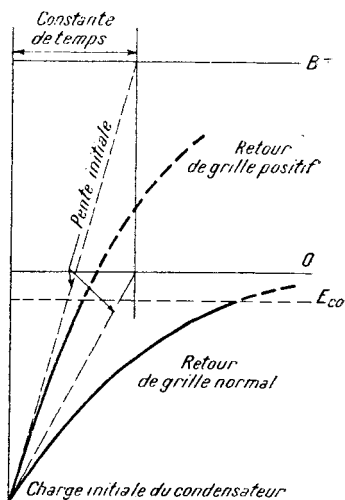


FIG. 6-15 c. — Action du retour de grille positif dans un multivibrateur.

se fait sur une tension positive. Si l'on applique une brève impulsion positive à la grille du tube d'entrée, suffisante pour rendre ce tube conducteur, le couplage à réaction provoquera un transfert de la conduction au tube *A*, tout en rendant très négative la grille du tube *B*, tout comme avec un multivibrateur normal (cf. §. 6.131).

Du fait que le retour de grille est effectué sur une tension positive, ce multivibrateur aura une pente beaucoup plus grande en fonction de la tension à laquelle s'effectue le retour de la grille du tube *B* qu'un multivibrateur normal (fig. 6-15c). Cette pente

plus forte a pour conséquence que la période pendant laquelle le tube *B* est bloqué est non seulement plus courte, mais déterminée avec beaucoup plus de précision. De faibles variations de la tension de cut-off ont, proportionnellement, moins d'importance que quand le retour de grille a lieu à la masse.

Lorsque le tube *B* commence à être conducteur, on revient rapidement à l'état initial, et le multivibrateur reste en l'état jusqu'à la prochaine impulsion de déclenchement.

6.16. — Fréquence d'une base de temps.

Les fréquences des phénomènes périodiques qu'on étudie avec un oscillographe cathodique sont, en général, comprises entre quelques hertz et plusieurs mégahertz. La fréquence de la base de temps doit être égale à la fréquence du phénomène étudié divisée — et, plus rarement, multipliée — par un nombre entier petit.

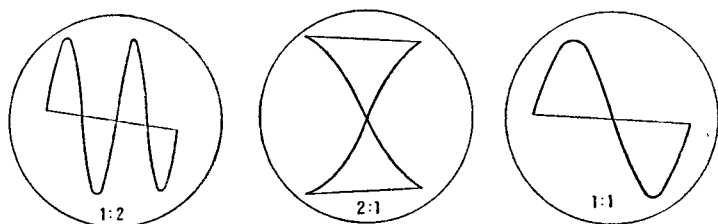


FIG. 6-16 a. — Relation entre la fréquence d'une base de temps et la fréquence de la forme d'onde étudiée.

On peut voir, sur la figure 6-16a l'influence des variations de ce rapport de fréquences.

En général, la fréquence maximum utilisable de la base de temps est, sauf pour des applications spéciales, égale à la fréquence du phénomène étudié. Toutefois, comme le retour du spot peut prendre une partie appréciable du cycle, il peut être nécessaire que la fréquence de la base de temps soit égale à la moitié de la fréquence du signal. Dans ces conditions, on aperçoit plus d'un cycle entier d'un signal complexe. En outre, si l'on examine un signal associé à un phénomène « sous-harmonique » (de fréquence partie aliquote de celle du signal étudié), il faudra que la fréquence de la base de temps soit égale à celle du phénomène sous-harmonique, de manière à obtenir une image

d'ensemble. Ainsi, par exemple, lorsqu'on étudie la tension de sortie d'un multiplicateur de fréquence, il faut synchroniser la base de temps sur la fréquence *d'entrée* de ce multiplicateur, afin de déterminer l'efficacité de cet ensemble, à savoir le facteur par lequel il multiplie la tension de l'harmonique considéré entre l'entrée et la sortie, ou le rapport de la tension de cet harmonique à celle de la fondamentale.

On a signalé précédemment (§ 6.1) qu'il y a, en principe, deux types de bases de temps — celles dans lesquelles une variation de tension dans le circuit formateur de dents de scie déclenche le fonctionnement du circuit engendrant le signal de retour, en agissant sur un potentiel critique quelconque de ce circuit, et ceux dans lesquels on sépare les circuits rythmeurs des circuits en dents de scie. On peut considérer les circuits du premier type comme des bases de temps à amplitude constante, ceux du second type comme des circuits à amplitude essentiellement variable.

On pourrait croire au premier coup d'œil qu'une modification dans le même rapport soit d'une résistance, soit d'une capacité dans un circuit rythmeur donnerait un résultat identique. Ce n'est naturellement pas vrai. Même si l'on modifie ainsi dans le même rapport la constante de temps, l'influence sur le reste du circuit peut être très différente.

On peut mettre ceci en lumière avec le circuit simple constitué par un condensateur formateur de dents de scie et un circuit de tube à décharge. Si l'on part avec des valeurs données pour la résistance et la capacité, la figure 6-16*b* montre l'influence sur la forme du signal d'une augmentation ou d'une diminution, séparées, de la résistance et du condensateur ; on a indiqué les courants de pointe et moyen dans les tubes à décharge tant pour le régime à amplitude constante que pour le régime à amplitude variable.

On voit, d'après la figure, qu'on peut obtenir un courant moyen constant si la résistance reste constante lorsqu'on fait varier la fréquence dans le cas d'un circuit à amplitude constante. Par contre si, la fréquence restant constante, on maintient la résistance fixe, tout en augmentant l'amplitude par une réduction de la capacité formatrice des dents de scie, le courant diminuera dans la même proportion que l'amplitude augmentera, à condition

de maintenir l'amplitude dans les limites de la région linéaire (Cf. § 6.14). Pour tenir compte des variations des caractéristiques de fonctionnement du tube, il y a lieu de préférer le système à amplitude constante, en modifiant la fréquence par variation de la capacité. Si l'on avait seulement besoin d'un petit nombre de fréquences, ce serait possible. De plus, si l'on pouvait se contenter d'une capacité maximum de 1 000 à 2 000 pF, on pourrait utiliser un condensateur variable d'accord pour obtenir une variation continue de fréquence. Malheureusement, même

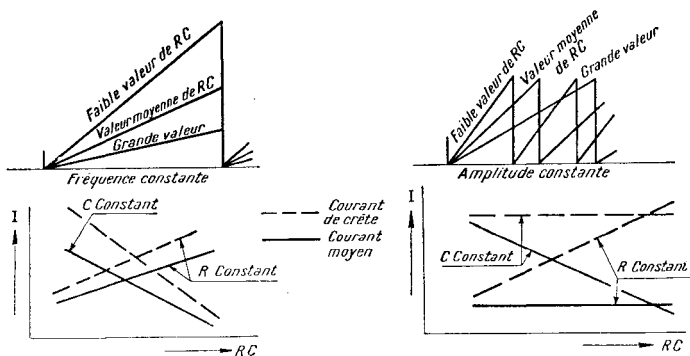


FIG.6-16 b. — Variables affectant le fonctionnement d'un tube à décharge.

la gamme de fréquences relativement limitées d'un oscillographe d'usage général, exige une variation allant de peut-être 10 pF à 0,1 μ F. On ne peut employer que des condensateurs fixes. Pour obtenir une variation continue de fréquence, on utilise une résistance variable.

6. 161. — Réglage de l'amplitude et de la fréquence des circuits de bases de temps à amplitude constante.

On a décrit au paragraphe précédent trois circuits de bases de temps à amplitude constante, à savoir : le générateur de dents de scie à tube au néon (§. 6.11), la base de temps à thyatron avec grille à polarisation constante (§. 6.12), et le générateur de dents de scies à pentode (§. 6.133). Toute modification de la constante de temps de ces circuits doit avoir pour conséquence une variation de la fréquence, comme on l'a déjà indiqué.

Comme le circuit à tube au néon ne présente aucun intérêt pratique, on se bornera à étudier les deux autres circuits. Les principes étudiés sont valables également pour d'autres bases de temps à amplitude constante, comme la base de temps « à trois pentodes » (§. 6.144), et d'autres dont il n'a pas du tout été question ici.

On peut régler en gros la fréquence par commutation des condensateurs du circuit. Il suffit, dans la base de temps à thyatron (fig. 6-12*b*) de commuter un seul condensateur. Dans l'oscillateur pentode à dents de scies (fig. 6-133*b*), il faut toutefois commuter non seulement le condensateur de rétroaction formateur de dents de scie, mais aussi celui du circuit de retour du spot, entre les grilles g_2 et g_3 . Si le temps de retour du spot était trop court, le condensateur formateur de dents de scie ne se déchargerait pas complètement. Si ce temps de retour était trop long, il gênerait l'étude correcte du signal.

On obtient le réglage précis en fréquence en faisant varier de façon continue le courant moyen, comme indiqué ci-dessus. Dans le cas d'un circuit à thyatron, on y parvient en utilisant une résistance variable destinée à modifier la vitesse de charge du condensateur. Dans l'oscillateur pentode à dents de scie, les choses se passent un peu différemment. Comme c'est un amplificateur intégrateur à rétroaction, on fait varier le taux de rétroaction en agissant sur une résistance variable dans le circuit de la première grille. Plus la rétroaction est énergique, plus la constante de temps effective du circuit est grande.

Comme la linéarité ne dépend, dans ce type de générateur à dents de scie, que du taux de contre-réaction, elle reste très bonne dans un intervalle étendu de fréquences. Le rapport des fréquences correspond au réglage fin de celles-ci pour une position déterminée du réglage grossier peut donc être aussi élevé qu'il convient, par exemple 10 à 1.

On peut régler l'amplitude des bases de temps à thyatron en plaçant un potentiomètre dans le circuit de grille pour faire varier la polarisation (fig. 6-12*c*). On peut faire varier dans de grandes proportions l'amplitude, celle-ci n'étant limitée que par des considérations de linéarité.

Dans le cas de l'oscillateur pentode en dents de scie, le problème de la variation de l'amplitude est tout à fait différent ; tout le

fonctionnement du circuit dépend uniquement des tensions critiques de la pentode, qu'on ne peut guère modifier facilement. Un des procédés de réglage de l'amplitude consiste à remplacer la résistance fixe de charge anodique par un potentiomètre (fig. 6-133b).

6. 162. — Réglage de l'amplitude et de la fréquence dans les bases de temps comportant des circuits formateurs des dents de scie et rythmeurs distincts.

Dans les bases de temps comportant des circuits rythmeurs et formateurs de dents de scie distincts, l'amplitude des dents de scie dépendra de la relation existant entre les deux constantes de temps. Par conséquent, on peut faire varier l'amplitude en agissant sur la constante de temps du circuit formateur de dents de scie.

Les mêmes considérations régissent la gamme des valeurs des résistances et des capacités dans les circuits rythmeurs de grille et les circuits anodiques formateurs de dents de scies étudiés au paragraphe précédent. En outre, le circuit-grille ne doit pas charger le circuit d'anode auquel il est raccordé (par exemple dans le cas des multivibrateurs).

Si on laisse fixe la commande d'amplitude, tout en faisant varier la fréquence de récurrence, en agissant sur la constante de temps du circuit de grille du tube à décharge (§§ 6.131 et 6.132), l'amplitude sera proportionnelle à la période, tant que la période n'atteint pas une longueur telle que les caractéristiques de charge cessent d'être linéaires.

Lorsqu'on règle la commande de fréquence pour la valeur la plus élevée, on obtiendra le minimum *minimorum* d'amplitude en plaçant la commande d'amplitude sur le minimum. Si, par contre, on place la commande de fréquence sur la fréquence minimum, on augmentera l'amplitude dans le rapport inverse des fréquences :

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{f_2}{f_1} \qquad 6.162 A$$

où L_1 et L_2 sont les longueurs correspondant respectivement aux fréquences f_2 et f_1 , lorsqu'on fait varier la fréquence sans toucher au réglage d'amplitude.

Si l'amplitude minimum à la fréquence la plus basse est suffisante en ce qui concerne les dimensions de l'image obtenue, elle sera beaucoup évidemment trop faible pour la fréquence la plus élevée. De même, l'amplitude maximum sera *trop* grande pour la position de la commande de fréquence correspondant aux fréquences les plus basses, si elle est suffisante à l'autre extrémité de la gamme des fréquences.

Afin de contenir ces variations d'amplitude dans les limites raisonnables, il faut maintenir à une faible valeur le rapport entre les échelons de la commande grossière de fréquence ; ce rapport doit être obligatoirement plus petit que dans le cas du type à amplitude constante.

On peut régler le plus facilement l'amplitude des bases de temps rendues linéaires grâce à l'amplification de signaux provenant de bases de temps de faible amplitude en utilisant un potentiomètre normal de commande de gain placé à l'entrée de l'amplificateur.

6. 17. — Synchronisation.

Comme on l'a indiqué par ailleurs, la fréquence de la base de temps doit être un sous-multiple de la fréquence de récurrence du phénomène étudié. Si l'on veut obtenir une image nette et brillante, et fixe sur l'écran, il faut également maintenir une relation de phase bien déterminée entre la base de temps et le signal étudié.

Le seul procédé satisfaisant est celui de la synchronisation.

6. 171. — Méthodes de synchronisation.

La synchronisation consiste essentiellement à injecter une fraction du signal à étudier (ou d'un autre signal ayant identiquement la même fréquence de récurrence) dans les circuits de la base de temps, de manière à déclencher le balayage de retour au même instant dans chaque cycle (ou dans chaque série de n cycles) du signal à étudier. Une représentation simple de ce procédé est la synchronisation d'une base de temps à thyatron par un faible signal sinusoïdal appliqué à la grille de ce dernier (fig. 6-171a).

Le signal de synchronisation a pour effet de faire varier la tension d'amorçage du thyatron d'une manière dépendant de la

phase du signal. Lorsque la tension réelle de l'anode atteint le potentiel d'amorçage, le thyatron s'amorce évidemment. Si la fréquence d'oscillation libre (non synchronisée) de la base de temps est un peu supérieure à celle du signal, la fréquence de la base de temps sera alors invariablement liée à celle du signal, avec une phase telle que la fréquence de la base de temps diminuera, autrement dit le balayage de retour se produira quand le signal de synchronisation deviendra négatif, de telle sorte qu'il retardera l'amorçage. Cette méthode de synchronisa-

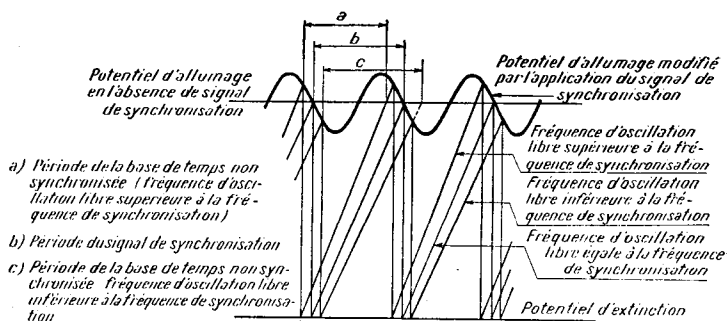


FIG. 6-171 a. — Synchronisation d'une base de temps à thyatron par une tension sinusoïdale.

tion n'est toutefois pas sans aléas, car elle ne convient qu'à des signaux à variation continue — par exemple sinusoïdaux ou quasi sinusoïdaux. Il peut être difficile, dans le cas contraire, de réaliser à la demande une relation de phase de ce genre. Si, toutefois, la fréquence d'oscillation libre est légèrement inférieure à celle du signal, il sera facile de synchroniser la base de temps sur ce dernier, avec une relation de phase telle que le balayage de retour commence à un instant où le signal de grille devient positif, avançant ainsi l'instant de l'amorçage.

Si l'on diminue encore la fréquence d'oscillation libre de la base de temps, le fonctionnement de l'ensemble redevient fantaisiste, jusqu'à ce que cette fréquence tende vers la moitié de celle du signal étudié ; on réalise alors une nouvelle synchronisation. Ce phénomène se reproduit chaque fois que la fréquence du signal étudié est un multiple entier de celle de la base de temps,

jusqu'à ce que le nombre de cycles tracé sur l'écran devienne trop grand pour présenter un intérêt quelconque (fig. 6-171b). A noter la manière dont la durée d'une période de la base de temps dépend de l'amplitude du signal de synchronisation.

Lorsqu'on étudie un signal ne présentant pas de variations très brusques d'amplitude, par exemple une onde sinusoïdale, la synchronisation n'est pas très « serrée ». Il faut régler la fréquence à l'intérieur d'un intervalle étroit pour réaliser le synchronisme. (Cf. § 6.1721 : procédés d'amélioration de la

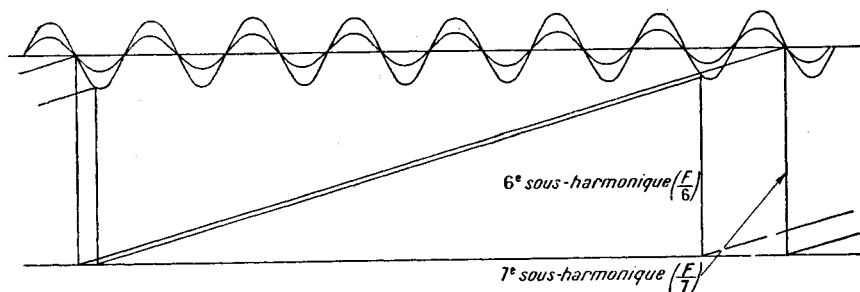


FIG. 6-171 b. — Synchronisation sur un « sous-harmonique » de la fréquence fondamentale de la tension étudiée d'un circuit à thyatron.

synchronisation). Si l'on utilise une impulsion brève, le synchronisme est beaucoup plus facile à établir (fig. 6-171c) ; on observera la grande stabilité de la phase par rapport à la synchronisation « lâche » des ondes sinusoïdales des figures 6-171a et 6-171b.

Dans les bases de temps à thyatron, on réalise la synchronisation en agissant sur la tension d'amorçage. On synchronise le circuit du multivibrateur (fig. 5-131e) en appliquant le signal nécessaire (quelques volts seulement) à la grille inutilisée (fig. 6-171d). On amplifie ce signal, et on le transmet à la grille qui maintient le second tube au cut-off, et il se superpose au potentiel provenant de la décharge du condensateur de couplage (fig. 6-131 d, et 6-131f).

Lorsque le potentiel instantané de la grille atteint la valeur correspondant au cut-off, le tube commence à laisser passer un courant, déclenchant ainsi le balayage de retour (§ 6.131). A ce

point de vue, la synchronisation des circuits de multivibrateur est semblable à celle des circuits à thyatron, avec les mêmes remarques concernant la forme du signal.

On synchronisera de cette manière tous les circuits à base de temps linéaire, fondés sur la production d'oscillations de relaxation, et faisant intervenir des tensions critiques déclenchant des modifications très importantes du régime de fonctionnement tout au début des signaux de balayage et de retour de balayage direct. Lorsqu'on approche de la fin du balayage, la sensibilité aux

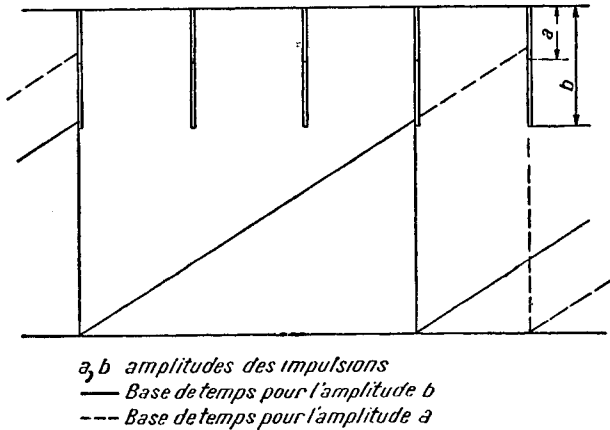


FIG. 6-171 c. — Synchronisation par des impulsions périodiques d'une base de temps à thyatron.

signaux de synchronisation augmente considérablement, jusqu'à ce que le circuit s'amorce de lui-même en l'absence de tout signal de synchronisation (fig. 6-171d).

Par conséquent, même un signal extrêmement faible est capable de synchroniser une base de temps, à condition que la fréquence propre de cette base de temps ne soit que légèrement inférieure à la fréquence du signal (1).

(1) Comme on l'a indiqué ci-dessus à propos des circuits à thyatron, un signal négatif peut retarder l'amorçage, synchronisant ainsi la base de temps à la fin des dents de scie. Ceci permettrait de synchroniser une base de temps par rapport à un signal ayant une fréquence légèrement inférieure. Toutefois cette méthode n'est généralement pas applicable aux oscillographes.

Cependant, dans ces conditions, un signal accidentel quelconque peut déclencher la base de temps à l'instant critique. Il faut donc, pour obtenir une synchronisation précise de la base de temps, satisfaire à plusieurs conditions.

1° Il faut que le bloc d'alimentation fournisse une tension exempte de tension de ronflement, car celle-ci tendrait à synchroniser la base de temps sur la fréquence du secteur, ou, tout au moins, à introduire un vacillement de l'image à la fréquence du secteur.

2° Toutes les électrodes « sensibles » (les premières grilles en particulier) doivent être câblées — et leurs circuits conçus — de

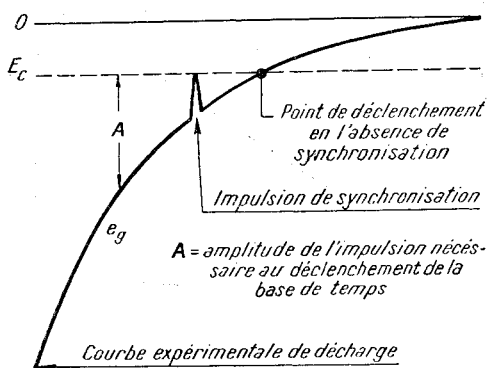


FIG. 6-171 d. — Sensibilité à la synchronisation d'oscillateurs à relaxation.

manière à ne recueillir aucune tension parasite. Ceci signifie qu'on aura intérêt à abaisser autant que possible les impédances.

3° La base de temps elle-même doit être d'un type très stable en l'absence de synchronisation, autrement dit présenter une grande stabilité propre.

Le signal de synchronisation devra avoir une amplitude suffisante et une polarité convenable, avec une forme d'onde raide à l'instant de la synchronisation.

6. 172. — Sources de signaux de synchronisation.

Tout signal d'amplitude suffisante pour être affiché sur l'écran quand on l'applique aux plaques de déflexion correspondra à une tension assez importante. Il est par conséquent toujours

possible d'utiliser le signal appliqué aux plaques défectrices YY' pour la synchronisation. On peut y parvenir en branchant un très petit condensateur entre une plaque défectrice et la commande de synchronisation. Un condensateur branché de cette manière permettrait d'utiliser aussi bien les signaux amplifiés que les signaux appliqués directement aux plaques pour synchroniser la base de temps. Naturellement, pour que les capacités de câblage restent faibles, il faut mettre le condensateur directement au contact de la plaque, et placer tous les longs conducteurs sur la borne reliée au circuit de synchronisation.

6. 1721. — Synchronisation « intérieure ».

Dans le cas d'un oscillographe d'usage général, et, plus spécialement quand on utilise un système de déflexion dissymétrique, la méthode du paragraphe précédent ne provoque guère de perturbation. Cependant avec les oscillographes à large bande, à déviation symétrique, où l'on se bat avec acharnement pour diminuer le nombre de microfarads correspondant aux capacités de câblage, la charge introduite par le condensateur de synchronisation peut être excessive.

Lorsque le fait de prendre la tension de synchronisation sur une plaque défectrice présente des inconvénients, on prend en général cette tension sur le circuit de couplage allant à la grille de l'étage de sortie. Si le pénultième étage est un « cathode follower », comme cela est parfois le cas, le fait de capter un signal par l'intermédiaire d'un réseau à haute impédance ne donne lieu à aucune difficulté. De même, si l'étage de sortie comprend une résistance de cathode non découplée pour rendre l'amplification plus linéaire, on peut prendre le signal de synchronisation en ce point. Lorsque ce n'est pas possible, il y a intérêt à séparer la commande de synchronisation de la source de signaux de synchronisation par une *cathode follower*.

Pour mieux satisfaire à la condition d'une grande pente de la forme d'onde à l'instant de la synchronisation, on peut différencier le signal. Il faut, naturellement changer le condensateur de couplage de la synchronisation en même temps que les gammes « grossières » de fréquence de la base de temps, c'est-à-dire avec les condensateurs de la base de temps. Ce mode opératoire rend des services pour les oscillographes à large bande, du fait

que non seulement il contribue à la synchronisation, mais qu'il charge au minimum l'amplificateur YY' sur les fréquences les plus rapides de la base de temps, ce qui est exactement ce dont on a besoin.

Enfin, comme l'amplitude du signal de synchronisation a, ainsi qu'on l'a indiqué ci-dessus, une très grande importance, et qu'on l'étudiera plus en détail au § 6.173, il faut insérer un potentiomètre dans le circuit pour régler l'amplitude du signal de synchronisation.

Les systèmes de synchronisation fonctionnent toujours avec une polarité bien définie ; cela peut avoir pour conséquence un déclenchement du balayage de retour à un instant peu favorable du cycle du signal étudié. Pour pouvoir agir sur l'instant de ce déclenchement, les oscillographes les plus perfectionnés comportent un dispositif de réglage de la polarité de la synchronisation en

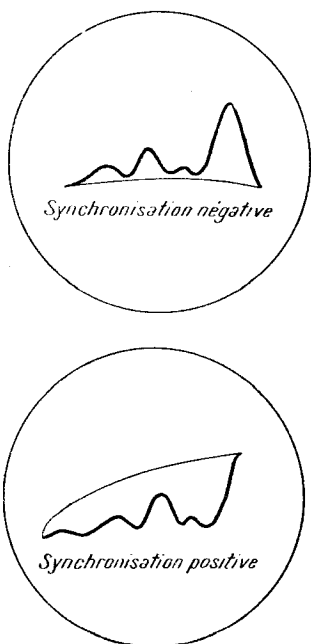


FIG. 6-1721 a. — Influence d'une inversion de la polarité de la synchronisation.

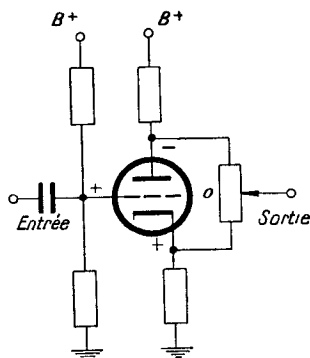


FIG. 6-1721 b. — Polarité de la synchronisation, et réglage de l'amplitude.

plus du réglage de l'amplitude de la tension de synchronisation (fig. 6-1721a). Ce dispositif peut être constitué simplement par un commutateur permettant de prendre à volonté la tension de

synchronisation sur l'un ou l'autre des 2 tubes d'un étage de sortie symétrique.

Lorsqu'on utilise un tube séparateur pour recueillir le signal de synchronisation sur un amplificateur, un procédé simple pour combiner les réglages d'amplitude et de polarité de la synchronisation consiste à utiliser un circuit déphaseur (fig. 5-24a), avec un potentiomètre branché entre l'anode et la cathode (fig. 6-1721b). La tension de sortie sera nulle au milieu du potentiomètre,

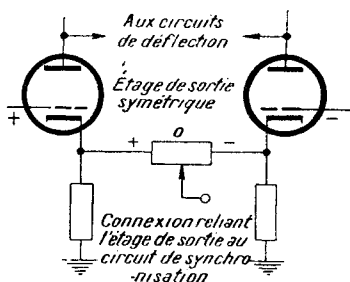


FIG. 6-1721 c. — Synchronisation agissant sur un étage de sortie symétrique.

avec une polarité déterminée à l'extrémité coté cathode, et une polarité de sens contraire à l'autre extrémité.

Naturellement, lorsqu'on utilise une sortie symétrique, avec des résistances de cathode non découplées, on peut brancher les commandes d'amplitude et de polarité de la synchronisation entre les deux cathodes, ce qui permet de réduire la résistance du potentiomètre, ainsi que la distorsion aux fréquences élevées (fig. 6-1721c).

6. 1722. — Synchronisation « extérieure ».

Il arrive souvent dans la pratique, qu'on ne désire pas utiliser le signal à mesurer lui-même pour la synchronisation, vu que ce signal ne convient pas pour cette application. Il arrive, en général, que le signal à mesurer ait pour origine un autre signal quelconque, dont on peut se servir directement pour la synchronisation.

Si, par exemple, on désire examiner la forme d'onde d'une porteuse haute fréquence modulée, il n'est pas facile de synchroniser la base de temps à partir du signal lui-même, car les divers cycles sont trop rapprochés les uns des autres par rapport à la durée totale. On peut, dans ce cas, utiliser les signaux de modulation pour commander le circuit de synchronisation, tout en appliquant le signal modulé à l'amplificateur YY' , ou directement aux plaques défectrices.

Lorsqu'on utilise un tube séparateur, on peut appliquer la synchronisation extérieure à sa grille. Si ce n'est pas le cas — quand il s'agit par exemple d'oscillographes assez bon marché, on relie en général l'extrémité « chaude » de la commande d'amplitude par l'intermédiaire d'un condensateur à la borne d'entrée de la synchronisation extérieure.

Lorsqu'on utilise des circuits de synchronisation spéciaux associés à l'amplificateur, comme, par exemple, les circuits de la figure 6-1721c, on peut appliquer les signaux de synchronisation par l'intermédiaire de l'amplificateur YY' , même si l'on applique directement le signal aux plaques YY' .

6. 1723. — Synchronisation par le secteur d'alimentation.

Lorsqu'on cherche à déterminer l'existence de tensions de ronflement, ou lorsqu'on étudie des appareils fonctionnant sur le courant du secteur, il peut être avantageux de prendre directement la tension de synchronisation sur le secteur. Dans le premier cas cela permet d'identifier facilement la tension de ronflement; dans le second, on peut déterminer la phase du signal étudié par rapport à la tension du secteur, si la base de temps conserve une relation de phase constante avec le signal de synchronisation, dans ce cas la tension du secteur elle-même.

On peut, naturellement, réaliser la synchronisation par le secteur en raccordant la borne d'entrée de la « synchronisation extérieure » à une source appropriée de tension à la fréquence du secteur. Toutefois, la méthode généralement employée consiste à relier le circuit de synchronisation à une source de tension à la fréquence du secteur à l'intérieur de l'oscillographe — par exemple à une borne, non reliée à la masse, du secondaire servant à l'alimentation des filaments — grâce à une troisième position du commutateur de synchronisation.

6. 1724. — Disposition pratique.

On dispose tous les trois systèmes de synchronisation de manière à pouvoir les commuter à l'aide d'un commutateur placé sur le panneau avant. On peut combiner, dans certains cas, ce commutateur avec celui qui permet de passer de la déviation dans le sens XX' à l'aide d'une base de temps linéaire

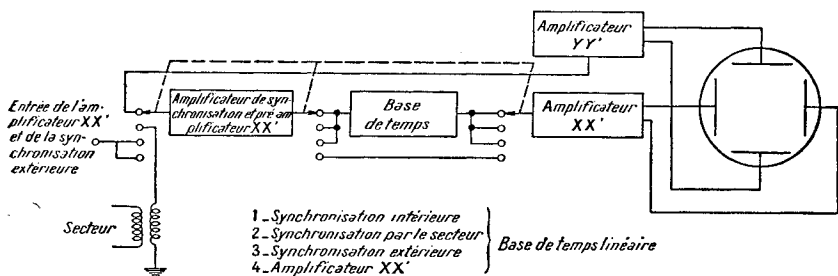


FIG. 6-1724 a. — Circuit de synchronisation avec base de temps amplifiée.

à l'amplification par l'amplificateur XX' . La figure 6-1724a représente un exemple de circuit de ce genre, comportant une base de temps linéaire de faible amplitude avec amplification.

6. 173. — Excès de synchronisation.

On a indiqué, dans un des paragraphes précédents (§ 6.171) que la durée d'un cycle de base de temps dépend de l'amplitude du signal de synchronisation. Lorsque l'amplitude du signal de synchronisation devient trop importante, il déforme sérieusement la base de temps. Cela se produit lorsque le circuit à décharge provoquant le retour du spot est déclenché à nouveau presque tout de suite après le début du balayage aller. On peut voir sur la figure 6-173a la manière dont les choses se passent dans le cas de notre vieille connaissance, la base de temps à thyatron.

Aucune base de temps n'est à l'abri des effets de l'excès de synchronisation, bien que, dans chaque cas, ces derniers puissent se manifester par un type différent de déformation de la base de temps.

Même si une distorsion importante ne se produit pas, le changement de la phase relative de la base de temps et du signal quand l'amplitude suivant YY' varie est souvent très gênant.

A cause de ce qui précède, la plupart des oscillographes modernes de haute qualité comportent une synchronisation »

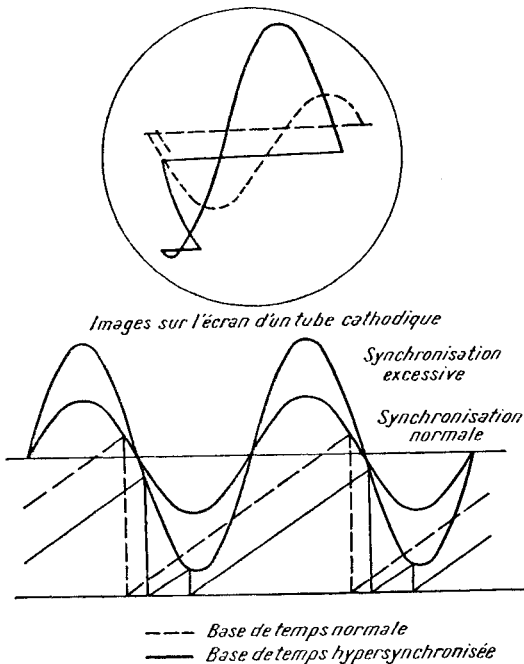


FIG. 6-173 a. — Sursynchronisation d'une base de temps à thyatron.

stabilisée », constituée tout simplement par un étage limiteur placé entre le point où l'on recueille le signal de synchronisation et le point où l'on commande le circuit de la base de temps. Outre le fait qu'il stabilise la synchronisation en maintenant son amplitude constante, le limiteur rend la forme d'onde plus anguleuse, de telle sorte que la synchronisation est beaucoup plus précise, en particulier quand on utilise une différentiation ultérieure :

La figure 6-173b représente un exemple de circuit de ce genre.

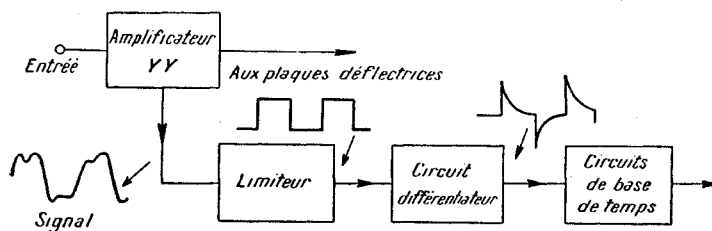


FIG. 6-173 b. — Synchronisation stabilisée.

6. 18. — Bases de temps étalées.

Lorsqu'on désire examiner en détail une partie du signal, il faut employer une base de temps fortement amplifiée ou étalée, et ajuster ensuite la commande de cadrage de manière à faire

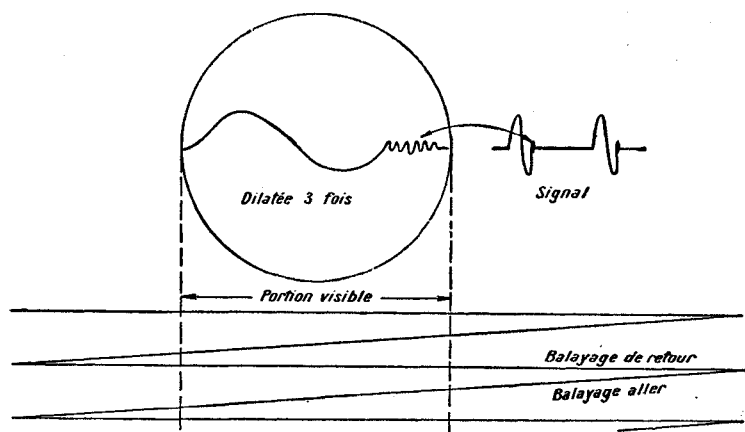


FIG. 6-18 a. — Principe du balayage étalé.

apparaître sur l'écran la partie en question du signal (fig. 6-18a).

Toutefois, la réalisation d'un balayage dilaté par amplification et le recadrage sont des problèmes très complexes, comme on a pu le voir aux chapitres précédents. Lorsqu'on

veut employer dans de bonnes conditions un balayage étalé, il faut résoudre le problème non en employant les grands moyens, mais par des artifices appropriés.

6. 181. — Procédés d'étalement d'une base de temps.

Tout comme il existe deux procédés fondamentaux de production de bases de temps linéaires, à savoir premièrement la production de tensions en dents de scie de faible amplitude qui sont amplifiées ensuite et, deuxièmement l'utilisation de circuits de linéarisation (pentode de linéarisation ou circuit « bootstrap »), il y a deux procédés d'étalement du balayage.

6. 1811. — Étalement du balayage par amplification.

La première méthode consiste à sur-amplifier les signaux de la base de temps, de telle sorte que la distorsion dans l'intervalle choisi reste négligeable, tandis qu'on supprime la partie restante de la base de temps (fig. 6-1811a).

L'étage amplificateur-limiteur doit être étudié avec beaucoup de soin, afin que les condensateurs de couplage ne soient pas

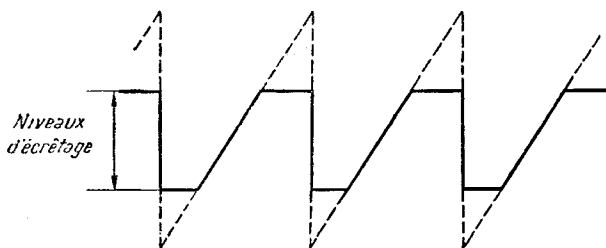
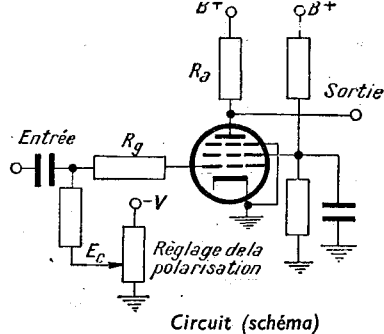


FIG. 6-1811 a. — Base de temps avec écrêtage.

chargés par un courant-grille dans le cas de signaux de grande amplitude, ce qui bouleverserait les polarisations établies. On peut choisir le niveau désiré en ajustant la polarisation de manière que la partie linéaire de la caractéristique du tube coïncide avec la partie choisie de la base de temps. Un des procédés qu'on peut utiliser pour parvenir à ce résultat consiste à employer une pentode amplificatrice montée en amplificateur limiteur. Une résistance en série avec la grille limite le courant-grille

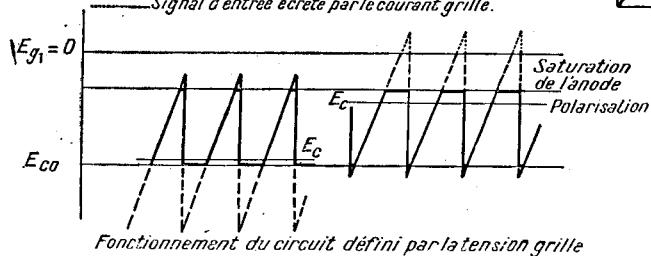


Circuit (schéma)

— Partie du signal reproduite dans le circuit d'anode.

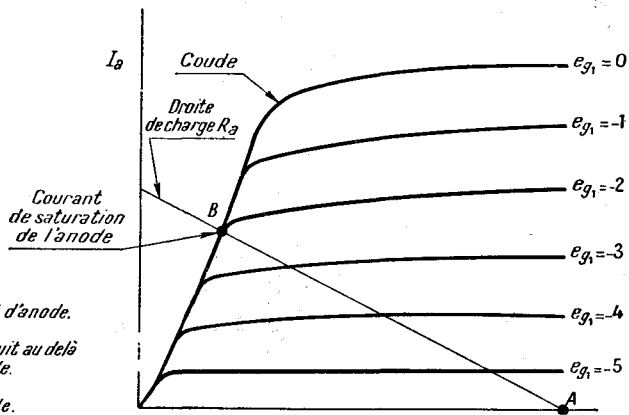
- - - Signal appliqué à la grille, et non reproduit au delà du cut-off ou de la saturation de l'anode.

— Signal d'entrée écrêté par le courant grille.



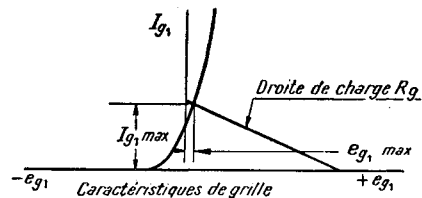
Fonctionnement du circuit défini par la tension grille

FIG. 6-1811 b. — Circuit écreteur de base de temps à pentode.



Caractéristiques d'anode (E_a, I_a)

Les points A et B (cut-off et saturation du courant anodique) correspondent à la limitation de l'amplitude de la base de temps.



à une faible valeur ; on choisit la tension d'anode et la résistance de charge de manière que la droite de charge passe au-dessous du coude supérieur de la caractéristique. La figure VI-1811b. indique, mieux que de longs discours, la manière dont se produit en A et B cette limitation. A cause des longues périodes d'immobilité du spot, contrastant avec sa grande vitesse de déplacement au cours du balayage, il faudra utiliser une modulation en intensité spéciale (voir ci-dessous, § 6.42).

6. 182. — Générateur de signaux triangulaires de balayage.

Un second procédé consiste à engendrer la forme d'onde nécessaire directement dans le circuit de la base de temps. Dans ce cas, la forme d'onde a une allure un peu différente de celle obtenue dans le cas de la base de temps avec « suramplification ».



FIG. 6-1812 a. — Tension de balayage triangulaire.

Le balayage de retour, au lieu d'avoir lieu à l'instant habituel, se produit immédiatement après le balayage aller qui est rapide (fig. 6-1812a).

Les trois caractéristiques importantes de cette tension de balayage triangulaire sont le retard à partir de l'impulsion de synchronisation, ainsi que la durée de l'amplitude du balayage.

Il est commode d'utiliser pour la production de formes d'ondes de ce type un circuit comportant un « univibrateur » ainsi qu'un multivibrateur intercalé entre la grille d'entrée de

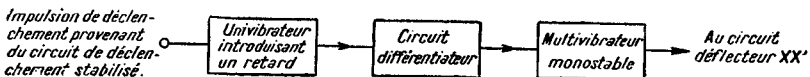


FIG. 6-1812 b. — Générateur de tension de balayage triangulaire.

l'univibrateur » et le signal de déclenchement (fig. 6-1812b et 6-1812c).

Le signal à la première anode de l'univibrateur se compose d'une impulsion négative dont la durée est déterminée par la constante de temps du circuit de couplage à la grille de la

seconde triode. Un circuit différentiateur avec diode d'écrêtage entre l'anode de ce tube et la grille d'entrée du multivibrateur assure le déclenchement de ce dernier à la fin de l'impulsion. C'est, par conséquent, l'univibrateur qui détermine le retard entre l'impulsion de synchronisation et le début du balayage. Le circuit rythmeur du multivibrateur détermine la durée du balayage. Enfin, la constante de temps RC du circuit de la dernière anode détermine l'amplitude du balayage.

On peut utiliser la tension de sortie du multivibrateur,

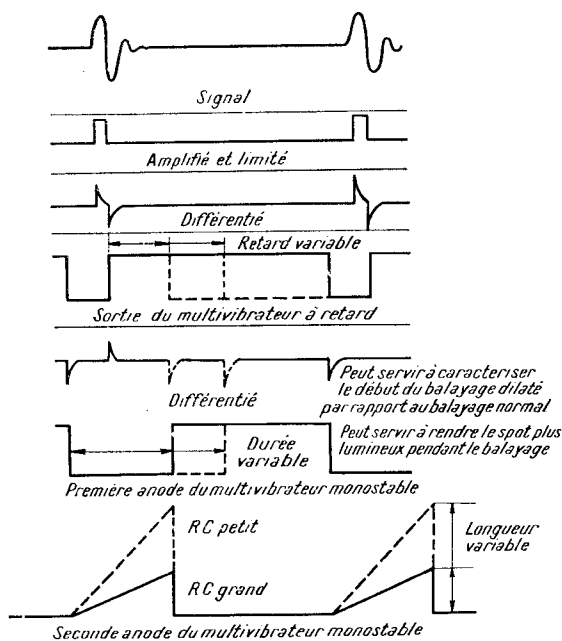


FIG. 6-1812 c. — Circuit à signal d'identification.

prise à l'anode non employée pour l'onde triangulaire elle-même, pour commander la modulation en intensité nécessaire avec ce type de balayage.

Lorsqu'on se sert du balayage étalé, il est nécessaire de disposer d'un commutateur mettant hors-circuit l'univibrateur, connectant le circuit de modulation en intensité, et permettant de choisir convenablement la fréquence de récurrence et

l'amplitude des signaux de la base de temps étalée. Lorsque le commutateur est dans la position balayage normal, on peut connecter le multivibrateur, par l'intermédiaire d'un circuit différentiateur à la grille de modulation d'intensité ; on réalise ainsi un dispositif de marquage qui nous permet de déterminer exactement à partir de quel point du signal le balayage étalé commencera (fig. 6-1812d).

Le circuit représenté ci-dessous est une variante possible du générateur de balayage à signaux triangulaires. On a mis au point de nombreux circuits de ce genre, comportant des circuits

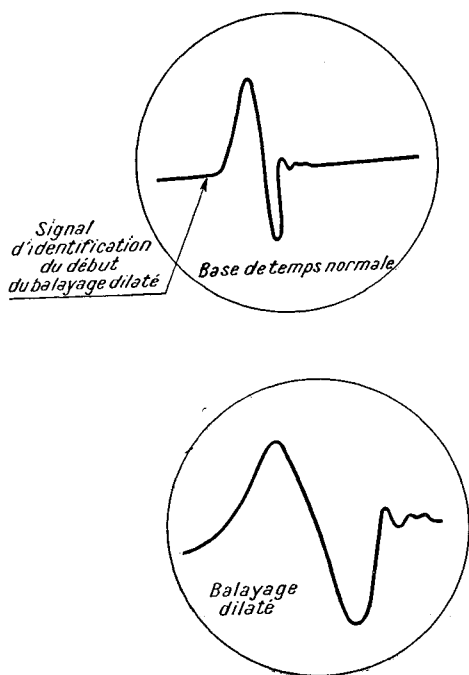


FIG. 6-1812 d. — Circuit à signal d'identification.

tels que le phantastron, décrit dans la bibliographie courante, etc. On peut combiner les principes de ces divers appareils, en utilisant par exemple le circuit « bootstrap » pour engendrer le signal de balayage final, etc. Une autre variante utilisée avec succès

consiste à combiner le signal de balayage initial décrit ci-dessus avec le signal de balayage amplifié étalé, mais, au lieu d'utiliser directement le signal résultant, on le différentie et l'on s'en sert pour déclencher un nouveau générateur de balayage, comme dans le cas du générateur de balayage triangulaire décrit dans ce paragraphe. Dans ce cas, le limiteur remplace le premier multivibrateur, à savoir celui définissant le retard.

6. 19. — Récapitulation des caractéristiques d'une base de temps linéaires.

On a étudié dans le paragraphe précédent des bases de temps linéaires du point de vue de la génération des formes d'onde en dents de scie, de la linéarité et de la linéarisation, du déclenchement (base de temps univibrateur), de la fréquence et du réglage de l'amplitude, de la synchronisation et de l'étalement du balayage. Avant de se mettre à étudier d'autres types de bases de temps et des sujets connexes, il y a intérêt à établir une récapitulation des caractéristiques des diverses bases de temps linéaires et des circuits de synchronisation étudiés ci-dessus. On trouvera ce résumé ci-après, sous forme de quatre tableaux (6. 19 I, II, III et IV).

6. 2. — Bases de temps sinusoïdales.

On peut considérer toute figure de Lissajous comme résultant de la combinaison d'une « base de temps » sinusoïdale et d'un signal sinusoïdal appliqué suivant l'axe YY' . Il existe toutefois certains cas où l'on peut se servir un signal sinusoïdal sur l'axe XX' comme d'une vraie base de temps. On peut, en particulier employer des bases de temps sinusoïdales lorsqu'on détermine les caractéristiques de systèmes actionnés par des forces sinusoïdales. (§ 3.13).

Tableau 6.19-I. — Bases de temps linéaires périodiques.

Principe du circuit	§	Gammes de fréquences	Tension de sortie (en% de la tension d'alimentation anodique)	Possibilités de linéarisation	Précision de la synchronisation
Décharge par thyatron	6.12	10Hz - 40kHz	10	Charge par pentode Amplification	Satisfaisante
Multivibrateur à couplage cathodique	6.131	10Hz - 500kHz	10	<i>id.</i> et circuit «bootstrap»	Bonne
Oscillateur « Blocking »	6.132	10Hz - 500kHz	10	<i>id.</i>	Excellente
Oscillateur en dents de scie à pentode	6.133	2Hz - 500kHz	75	Inutile	Bonne
«Trois pent. des»	6.144	2Hz - 1MHz	90	»	»

Tableau 6.19-II. — Bases de temps linéaires spéciales.

Principe du circuit	§	Durée	Applications	Observations particulières
Base de temps à course unique	6.15	1 μ s à 1 s.	Phénomènes transitoires non récurrents, signaux se reproduisant à intervalles irréguliers.	Exige des impulsions de déclenchement très précises, écrêtées et différenciées
Générateurs de signaux de balayage triangulaire	6.1812	<i>id.</i>	Balayage étalé.	<i>id.</i>
Balayage « sur-amplifié »	6,1811	0,1 μ s à 0,1 s.	<i>id.</i>	Exige un amplificateur spécial

Tableau 6.19-III. — *Méthodes de linéarisation.*

Principe du circuit	§	Tension de sortie disponible	Observations
Balayage amplifié	6.141	Normale pour un amplificateur XX'	Ce type de base n'exige qu'un tube supplémentaire, connecté à l'entrée de l'amplificateur XX'
Charge par pentode	6.142	Environ 90% de la tension d'alimentation	Nécessite un tube supplémentaire. Ses caractéristiques se modifient en fonction du vieillissement du tube
Circuit « Boot-strap »	6.143	Environ 50% de la tension d'alimentation	Duo-triode supplémentaire nécessaire. Caractéristiques très stables

Tableau 6.19-IV. — *Méthodes de synchronisation.*

Principe du circuit	§	Observations
Potentiomètre	0.171	Permet de régler l'amplitude de la synchronisation
Amplif. Paraphase	6.1721	Permet de régler la polarité et l'amplitude de la tension de la synchronisation
Synchronisation stabilisée	6.173	Exige un limiteur et un différentiateur. Synchronisation très précise
Multivibrateur à retard	6.1812	Ajustement indépendant de la phrase de la synchronisation

On peut utiliser, par exemple, un signal modulé en fréquence pour déterminer les caractéristiques d'un amplificateur accordé. Si la modulation est sinusoïdale, une base de temps sinusoïdale ayant une fréquence égale à celle de modulation permettra d'obtenir une échelle de fréquences linéaire le long de l'axe des X de l'écran du tube à rayons cathodiques.

L'emploi correct des bases de temps sinusoïdales exige qu'une condition préalable soit satisfaite — à savoir une mise en phase correcte. Cette méthode n'est intéressante que si l'on peut amener la partie que l'on désire du signal au centre de l'écran (fig. 6-2a).

Un procédé simple, quoique efficace, de réglage, dans un

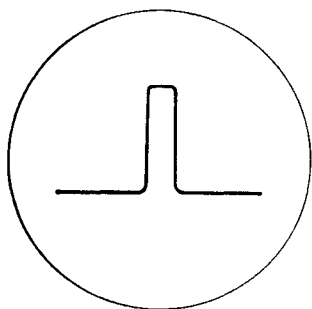
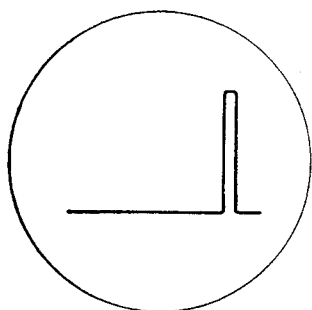


FIG. 6-2 a. — Base de temps sinusoïdale et échelle linéaire de temps.

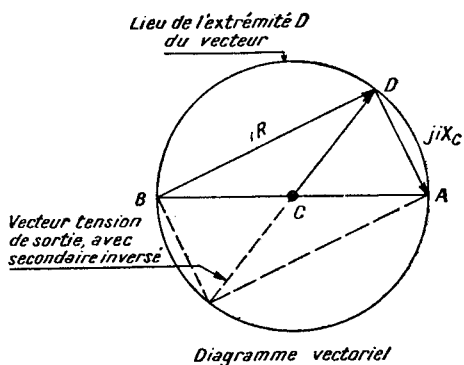
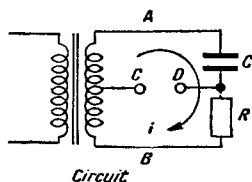


FIG. 6-2 b. — Signal examiné à l'aide d'une base de temps sinusoïdale : influence de la valeur de la phase.

intervalle étendu, de la phase consiste à utiliser un transformateur symétrique avec un déphaseur à résistances-capacités à la sortie (fig. 6-2b). On prend la tension de sortie entre la prise médiane du transformateur et le curseur du potentiomètre. Si l'on choisit convenablement les valeurs des éléments du circuit, on peut obtenir, avec une amplitude presque constante, un déphasage voisin de 180° . On peut couvrir un autre intervalle voisin de

180° en inversant les connexions primaires ou secondaires. Il faut naturellement relier la sortie à un circuit à haute impédance, par exemple l'entrée d'un amplificateur, etc. Si l'on se sert de potentiomètres spéciaux à prises, on peut obtenir sans disconti-

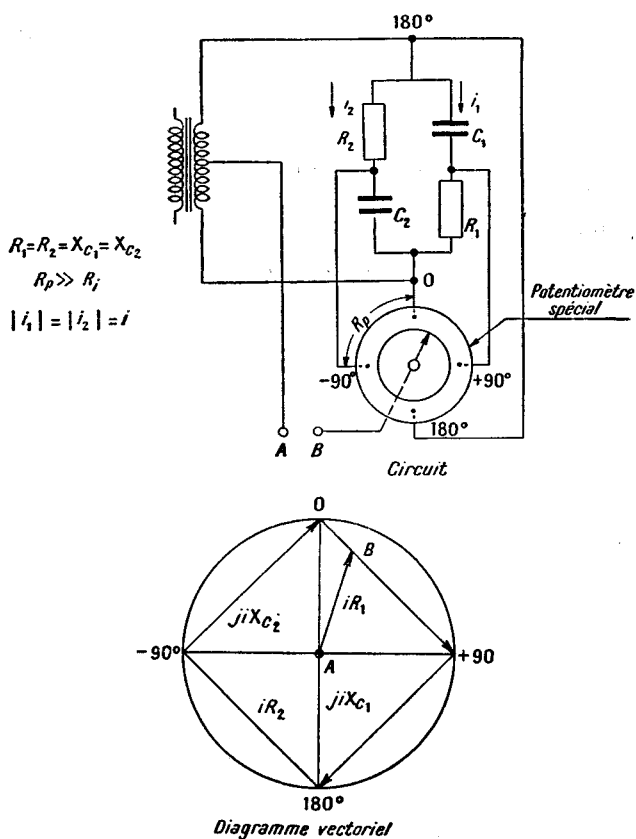


FIG. 6-2 c. — Déphaseur.

nuité un déphasage de 360° (fig. 6-2c). Les potentiomètres nécessaires n'existent pas dans le commerce, et devraient être commandés spécialement. Il faut, de plus, régler un certain nombre de circuits déphaseurs, si bien qu'il est peu commode d'utiliser ce circuit pour plus d'une seule fréquence.

On incorpore rarement des bases de temps à des oscillographes; les signaux sinusoïdaux employés proviennent en général d'un oscillateur B.F. ou d'un générateur de signaux hétérodyne, et sont amplifiés par l'amplificateur $X'X$ de l'oscillographe. Les signaux provenant de ces sources doivent avoir une teneur assez faible en harmoniques, sinon la base de temps serait sérieusement déformée.

6. 3. — Base de temps circulaire.

Un autre cas particulier, en rapport avec la base de temps sinusoïdale, est la base de temps circulaire (voir aussi § 3.5). On applique le signal de déflexion suivant XX' , après l'avoir

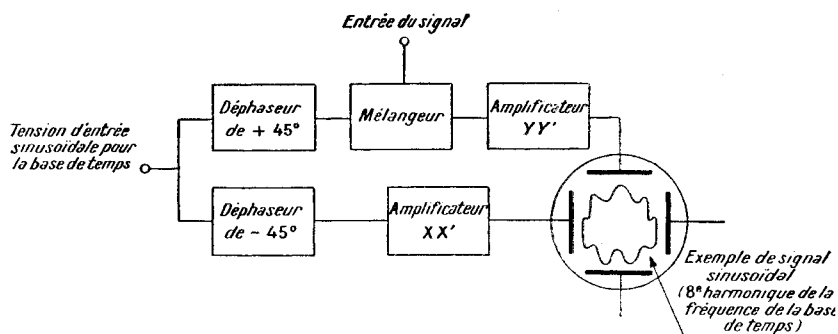


FIG. 6-3 a. — Circuit à base de temps circulaire.

déphasé de 90° , à l'amplificateur YY' , et de telle manière que le signal étudié semble superposé à une base de temps circulaire (ou elliptique) (fig. 6-3a).

Les bases de temps circulaires sont intéressantes parce qu'elles correspondent, en quelque sorte, à une ouverture de la base de temps sinusoïdale, de telle sorte qu'il devient possible d'observer des signaux sur les balayages direct et inverse sans qu'ils se mélangent. Toutefois, comme on applique le signal seulement à l'amplificateur YY' , il est fortement déformé aux extrémités gauche et droite de la trajectoire du spot, comme l'indique la figure 6-3a.

Le meilleur procédé permettant de réaliser un déphasage de 90° entre les signaux correspondant aux deux axes de déflexion,

sans avoir à employer un circuit spécial comme celui décrit ci-dessus, consiste à appliquer deux déphasages exactement égaux à 45° et de signes contraires aux entrées des amplificateurs XX' et YY' .

6. 4. — Modulation de la brillance.

Un auxiliaire indispensable de chaque base de temps linéaire est un moyen de moduler l'intensité du faisceau. Il existe trois applications principales de cette modulation, en liaison avec les bases de temps, plus d'autres emplois intéressants encore. A propos des bases de temps, on peut citer la suppression du spot, l'étalonnage en temps, et l'intensification de la luminosité du spot dans les cas de balayage déclenché ou étalé. On peut citer, parmi les autres applications, un procédé de mesure de la fréquence et de la phase présentant plusieurs avantages par rapport aux figures de Lissajous classiques.

6. 41. — Suppression du spot au cours du balayage de retour.

Bien que le balayage de retour doive être au moins 10 fois plus rapide que le balayage direct, et ne soit, par conséquent, que très peu visible, il peut brouiller l'image, et l'on désire, en général,

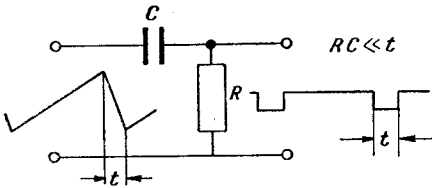


FIG. 6-41 a. — Base de temps avec dérivation.

l'effacer complètement. Il existe plusieurs moyens de parvenir à ce résultat. Si l'on emploie une base de temps comportant des impulsions positives et négatives coïncidant avec la période du balayage de retour, on peut appliquer directement ces impulsions respectivement à la cathode ou à la grille du tube cathodique, par l'intermédiaire d'un petit condensateur, de la manière décrite au § 4.21. Il faut naturellement que la tension de service du condensateur soit suffisante pour qu'il résiste à la tension continue

importante appliquée à ses bornes. En général, une impulsion de 30 V suffit à supprimer complètement le flux d'électrons.

On peut citer, comme exemple de base de temps dans lesquelles il n'existe aucune impulsion permettant de supprimer le retour du spot, la base de temps à décharge par tube thyatron. Il est nécessaire, dans ce cas, d'employer un autre moyen pour engendrer l'impulsion d'effacement. La solution la plus courante consiste à différencier le signal de la base de temps (fig. 6-41a), opération qu'on peut effectuer par divers procédés dont l'un

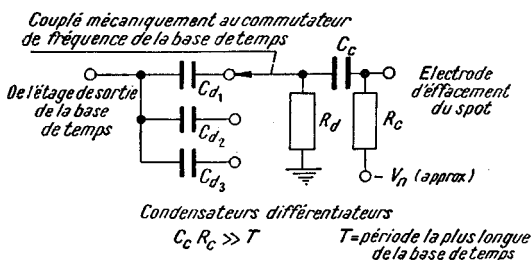


FIG. 6-41 b. — Circuit de différentiation et de couplage en série.

consiste à placer une résistance de faible valeur en série avec le condensateur formateur de dents de scie. Si cette résistance est très petite par rapport à la résistance de charge, elle n'aura que peu d'influence sur la forme des dents de scie, tandis que le courant intense de décharge engendre une impulsion négative appropriée aux bornes de la résistance.

Un autre procédé consiste à différencier la dent de scie dans le circuit couplant l'amplificateur de sortie de déflexion à l'électrode de modulation d'intensité. Il est nécessaire de changer la constante de temps du circuit de différentiation pour chaque gamme « grossière » de la base de temps. Toutefois, il est certainement peu commode de commuter un condensateur chargé sous une tension élevée. On résout le problème par différentiation, suivie d'un couplage au tube cathodique, en prévoyant une constante de temps suffisante pour assurer un bon fonctionnement avec les impulsions ayant la fréquence la plus faible, et en plaçant un circuit invariable en série avec celui de différentiation. Il suffit, dans ces conditions, d'un seul condensateur pour tensions élevées (fig. 6-41b).

6. 42. — Étalement du balayage, et augmentation de la brillance du spot.

Le balayage étalé (§ 6.18) oblige, pour deux raisons, à moduler l'intensité du faisceau. Premièrement, le faisceau reste immobile pendant une très longue période, et si l'on ne le supprimait pas, il brûlerait l'écran. Par contre, le balayage est si rapide, et dure une si faible fraction du cycle total que, sans intensification, l'image serait aussi peu visible qu'un retour de spot non supprimé.

Lorsque le balayage étalé est engendré par un générateur de balayage triangulaire, il existe toujours une impulsion servant à actionner le tube de déclenchement du balayage qu'on peut appliquer directement à l'électrode de modulation. De même, le balayage étalé du type suramplifié exige un circuit de différenciation pour fournir l'impulsion nécessaire à la modulation du faisceau d'électrons.

Si l'on applique l'impulsion nécessaire aux électrodes appropriées, il faut ajuster la commande de modulation de la brillance de manière que l'image soit visible normalement au cours de balayage, et soit supprimée au cours du balayage de retour.

6. 43. — Étalonnage de la base de temps.

Bien que les signaux en dents de scie soient presque parfaitement linéaires, et que l'optique électronique permette de réaliser des systèmes de déflexion tout à fait remarquables, de telle sorte qu'on pourrait étalonner le trajet du spot en microsecondes (ou même en $1/10$ ou $1/50$ μ s), les oscillateurs à relaxation utilisés ne permettent pas de connaître avec précision la vitesse de déflexion. On peut utiliser pour cela une série de courtes impulsions d'effacement, dont les débuts sont écartés d'une quantité connue (fig. 3-61a). Bien qu'il soit relativement facile d'engendrer des impulsions d'effacement courtes à partir d'un oscillateur *LC* stable, il est moins facile d'établir un synchronisme entre le train d'impulsions d'effacement et la base de temps.

Un procédé consiste à utiliser un oscillateur-rythmeur (fig. 6-43a). Dans ce type d'oscillateur, on relie un étage à charge cathodique aux bornes de l'enroulement secondaire d'un oscillateur à couplage par transformateur, afin qu'il amortisse les oscillations quand il devient conducteur. Comme un courant

intense passe dans cet enroulement lorsque l'étage à charge cathodique est bloqué, l'oscillateur démarre lorsque le courant dans la bobine est maximum et que la charge du condensateur est nulle, c'est-à-dire à la phase zéro. Il est également possible, en ajustant la tension grille-écran de l'étage à charge cathodique, de s'arranger pour que le courant dans l'enroulement soit égal au maximum qu'il atteint dans le dit enroulement quand l'oscilla-

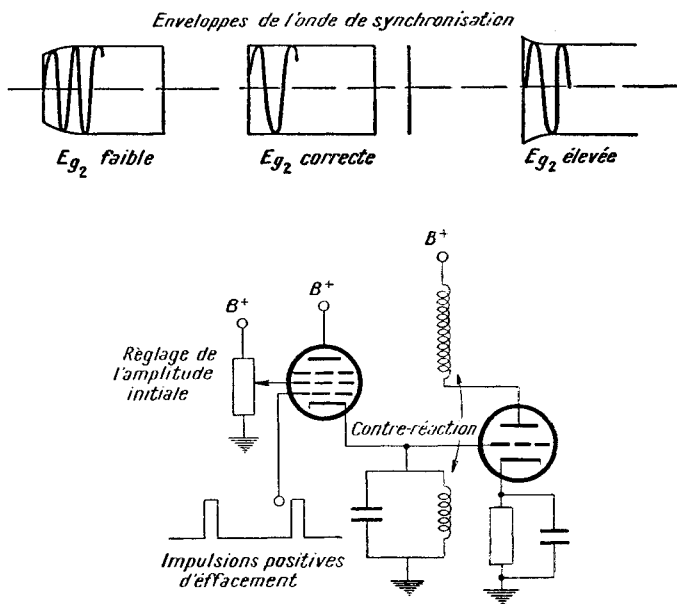


FIG. 6-43 a. — Oscillateur et formes d'onde de synchronisation.

teur fonctionne en régime permanent. Dans ces conditions, l'oscillateur démarre avec une phase constante, en régime permanent chaque fois que l'étage à charge cathodique est bloqué.

Il suffit d'appliquer une impulsion positive quelconque à la grille de l'étage à charge cathodique pour supprimer les oscillations, et les faire repartir en phase avec le début de l'impulsion. On peut obtenir des impulsions de ce genre par les divers procédés indiqués aux §§ 6.41 et 6.42.

Bien qu'on puisse amplifier, écrêter et différencier des oscillations sinusoïdales, de manière à engendrer les impulsions brèves qui sont nécessaires pour effacer le spot de la manière habituelle, un procédé beaucoup plus simple consiste à superposer à l'onde fondamentale du signal son troisième harmonique, avec une phase quelconque, de manière à obtenir des signaux de forme très pointue (fig. 6-43b). Il devient alors assez facile d'écrêter ces

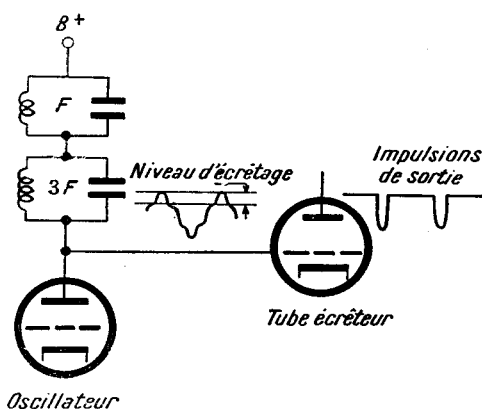


FIG. 6-43 b. — Circuit générateur d'impulsions d'étalonnage en temps.

signaux pointus et de s'en servir pour supprimer le faisceau à l'instant désiré.

Comme on doit utiliser des oscillateurs stables accordés, l'oscillateur rythmeur ne peut fournir qu'un nombre relativement restreint de fréquences, en commutant des bobines pour faire varier celles-ci. Les fréquences les plus intéressantes sont des puissances de 10, telles que 1 000 Hz, 10 000 Hz, etc., — 1 000 Hz étant en général la fréquence la plus basse utilisée. Lorsqu'on utilise un redresseur pour les deux alternances, on peut prendre la fréquence 100 Hz sur le secteur, à condition qu'elle soit suffisamment stable (ce qui est en général le cas en France, du fait de l'interconnexion).

6. 44. — Détermination d'une fréquence par effacement du spot.

Au cours de l'étude des figures de Lissajous au Chapitre III (§ 3.2), on a signalé que leur emploi se heurte à des difficultés. Même quand on a synchronisé correctement les signaux sur les deux axes — XX' et YY' — de manière à obtenir une image immobile, il est difficile de déterminer les rapports élevés ou compliqués (par exemple $\frac{355}{113}$). Toutefois, si l'on se contente de rapports exprimés par des nombres entiers petits (par exemple 5 : 1 ou 9 : 1), on peut employer une méthode permettant de détermi-

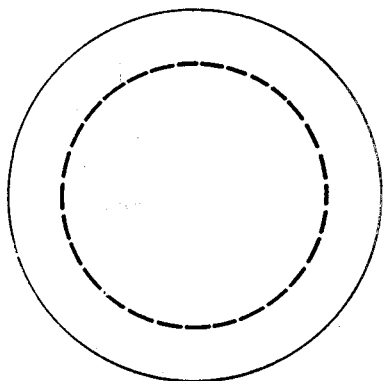


FIG. 6-41 a. — Détermination d'un rapport de fréquences 28 : 1.

ner des rapports égaux et même supérieurs à 100 : 1. Cette méthode consiste à créer une base de temps circulaire à partir de la fréquence la plus faible, et à effacer le spot avec les crêtes de la forme d'onde ayant la fréquence la plus élevée. Si la fréquence d'effacement est un harmonique (autrement dit un multiple entier exact) de la fréquence de la base de temps, on obtient un dessin fixe constitué par des points brillants disposés en cercle (fig. 6-44a) qui nous permet de déterminer le rapport cherché. L'une quelconque de ces deux fréquences peut être l'inconnue, l'autre étant obtenue à partir d'un oscillateur étalonné.

Si c'est la fréquence inconnue qui est la plus basse, on peut ajuster le déphasage de manière à obtenir un diagramme circulaire, et

le laisser dans cette position, tout en réglant la fréquence de l'oscillateur étalonné de manière à obtenir un tracé immobile, sur lequel on procédera au comptage.

Si l'on établit la base de temps circulaire à partir de la fréquence variable, il faudra réajuster à chaque fois le déphaseur pour conserver une trace circulaire. Toutefois, il est aussi facile de calculer le rapport des fréquences avec une ellipse qu'avec un cercle. Il est, dans ces conditions, inutile de toucher au déphaseur tant que l'ellipse se rapproche suffisamment d'un cercle.

Si la fréquence la plus élevée n'est pas un harmonique mais est, d'une autre manière quelconque, un multiple entier de la fréquence la plus basse, on obtiendra une figure immobile qui aura le même aspect que dans le cas d'un harmonique. Il faut donc, pour déterminer la valeur exacte de la fréquence inconnue, faire varier la fréquence de l'oscillateur étalonné dans un intervalle suffisant pour obtenir un rapport entier exact.

Si le rapport des deux fréquences n'est pas exactement un nombre entier, la figure tournera lentement, dans un sens si ce rapport est légèrement supérieur à un nombre entier, dans le sens opposé s'il est légèrement inférieur à un nombre entier. Dans ce cas, la fréquence inconnue est donnée par le rapport numérique observé, plus ou moins le nombre exact de tours par seconde du dessin (voir aussi § 3.2).

6. 5. — Bobines de déflexion pour la déviation électromagnétique.

Il est parfois nécessaire, en vue d'applications spéciales, d'utiliser une déflexion électromagnétique (appelée — improprement — magnétique). Il faut, dans ce cas, réaliser un enroulement de déflexion approprié. Malheureusement, la réalisation de ces bobines n'obéit pas à une théorie et à des règles aussi précises que celle des enroulements de transformateurs pour secteur alternatif. On part, en général, d'une bobine déjà réalisée ayant donné de bons résultats pour une application semblable, et l'on essaie de la modifier par tâtonnements. Si l'on ne dispose d'aucun modèle antérieur comme base, cela devient très long. Il existe seulement des règles générales, qui fournissent, en quelque sorte, seulement un point de départ, et l'on est obligé de procéder, par tâtonnements, à des modifications successives, jusqu'à ce qu'on parvienne à réaliser une bobine appropriée.

6. 51. — Réalisation d'un ensemble de bobines pour déflection électromagnétique.

L'espace disponible pour un ensemble de déflection électromagnétique va de l'extrémité du canon à électrons (seconde anode) à l'extrémité du col. Plus on utilisera complètement cet

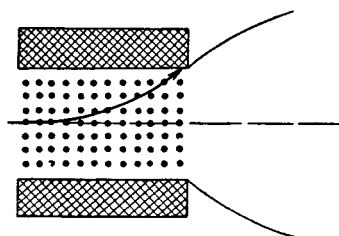


FIG. 6-51 a. — Coupure du faisceau dans le cas d'un ensemble de bobines de déviation magnétique long.

espace, plus l'ensemble de déflection sera efficace. Toutefois, si l'ensemble des bobines est trop long, on risque de couper le faisceau à la hauteur du col (fig. 6-51a). Les plaques déflectrices sont non magnétiques, et en métal mince ; tant qu'on n'a pas l'intention d'utiliser les bobines déflectrices à des fréquences élevées, le système déflecteur électrostatique ne

déforme pas de façon sensible le champ magnétique.

Admettons, en première approximation, qu'on désire réaliser un champ magnétique uniforme le long du tube. Supposant que la bobine soit bien ajustée au col du tube, on peut obtenir un champ

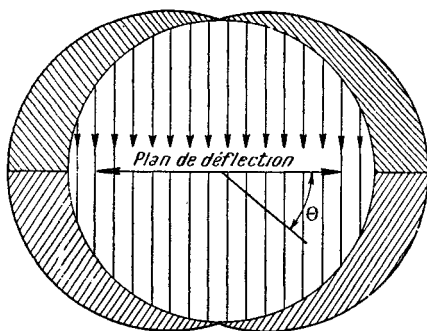


FIG. 6-51 b. — Répartition de l'enroulement suivant une fonction cosinus.

uniforme grâce à un enroulement à « pas » variable, dans lequel le nombre de spires par centimètre varie comme $\cos \theta$, en mesurant θ à partir de la direction de déflection (fig. 6-51b).

Le centre de courbure de l'écran ne coïncide pas, toutefois, en général avec le centre effectif de déflexion. Il en résulte qu'un champ défecteur uniforme donne lieu, en général, à une distorsion « en coussinet » (fig. 6-51c).

Pour corriger la distorsion en coussinet, on augmente le nombre de tours par centimètre lorsque θ est petit, tandis qu'on le réduit pour les valeurs élevées de θ . Si l'on compense de manière excessive la distorsion en coussinet, on obtient une distorsion « en barillet ».

Lorsqu'on réalise effectivement un ensemble de bobines de

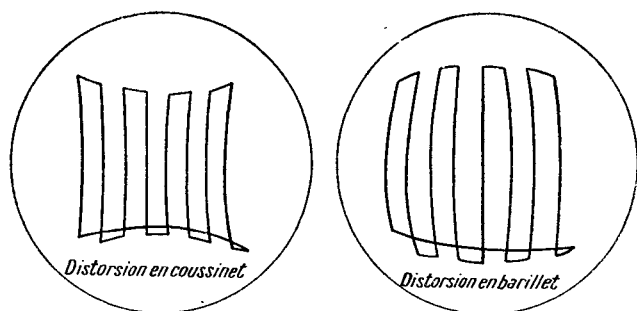


FIG. 6-51 c. — Distorsion en coussinet et en barillet.

déflexion, il n'est pas nécessaire de réaliser un enroulement à pas variable au-delà de $\theta = 45^\circ$. De plus, pour éviter que cet ensemble soit trop épais pour les faibles valeurs de θ , on fait varier, dans la partie à pas variable, le diamètre du fil dans la proportion inverse du nombre de tours par centimètre nécessaire.

On peut bobiner les enroulements sur des noyaux de fer feuilletés de formes diverses (fig. 6-51d). Toutefois, le type d'ensemble de déflexion économique le plus facile à réaliser sera naturellement celui ne comportant pas de noyau de fer, ce qui ne signifie pas obligatoirement que son rendement sera moindre. On peut entourer extérieurement l'ensemble défecteur de fil de fer de manière à réaliser un trajet de retour à faible réluctance pour le flux magnétique à l'extérieur de cet ensemble.

Les spires d'extrémité de l'ensemble défecteur ne fournissent aucun champ utile, et, peuvent au contraire, provoquer une déformation du champ. Il est donc conseillé de les cambrer vers l'extérieur. On effectue parfois cette opération uniquement à

l'extrémité la plus proche de l'écran. On bobine, en général, les ensembles de déflexion électromagnétique sous forme de plusieurs petites galettes disposées côte à côte (fig. 6-51e).

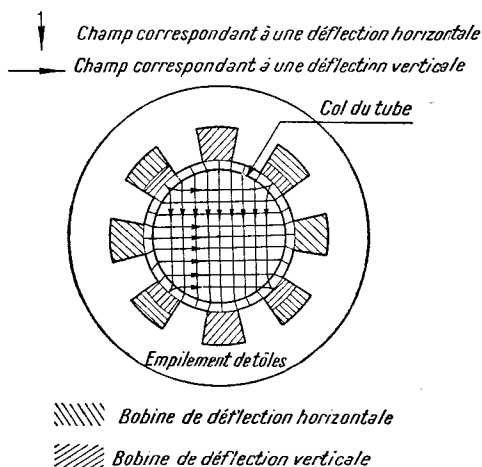


FIG. 6-51 d. — Ensemble de bobines de déflexion magnétique à noyau de fer.

La figure 6-51f représente la marche à suivre pour réaliser un ensemble de déflexion de ce genre. On commence par développer à plat l'ensemble projeté, et à planter des petits clous sans tête dans une planche de long du périmètre intérieur de chaque galette de fil. On bobine ensuite les galettes autour des clous, en utilisant des fils de dimensions appropriées à chaque galette. On soude ensuite entre elles les extrémités des fils, et l'on attache ensemble les diverses galettes de manière qu'elles ne puissent se séparer les unes des autres, et l'on retire ensuite tout l'ensemble de la « planche à clous ».

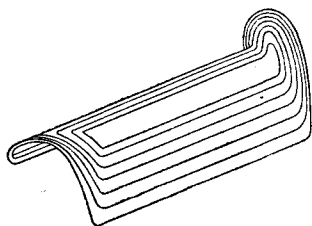


FIG. 6-51 e. — Exemple d'ensemble de bobines de déflexion magnétique sans fer.

On cambre ensuite l'extrémité, en maintenant l'ensemble entre des planches de formes appropriées pour que la cambrure soit

rectiligne et régulière. Enfin, on recourbe tout l'ensemble sur un tube en carton fort ou en bakélite mince, placé lui-même sur un mandrin de diamètre approprié. Il importe de remarquer que, pour beaucoup de tubes à faisceau électronique, le diamètre du culot est légèrement supérieur à celui du col, et que, naturellement, on doit enfiler l'ensemble du dispositif de déflexion électromagnétique par dessus.

Une fois la seconde moitié de l'ensemble défecteur mise en place sur le tube de carton, on peut enrouler du fil de fer autour

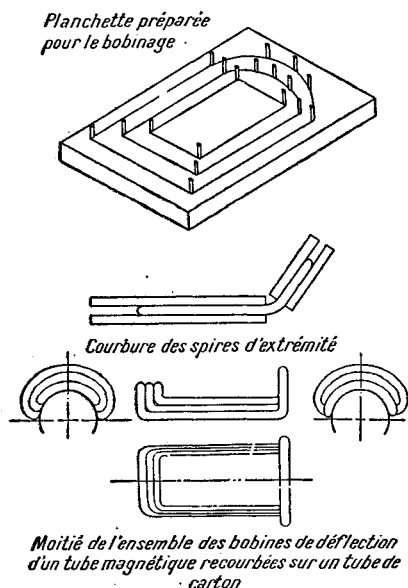


FIG. 6-51 f. — Construction d'un ensemble de bobines de déflexion magnétique.

de l'ensemble défecteur, le retirer du mandrin, l'essayer et — s'il donne de bons résultats — le passer à l'imprégnation.

On peut procéder, au début, à des essais préliminaires en glissant un tube de carton cylindrique à l'intérieur des bobines défectrices, et en saupoudrant de limaille de fer l'ensemble bobines + carton, les enroulements étant excités en courant continu. On ne pourra, naturellement, procéder aux essais

définitifs qu'en procédant à des expériences de déviation, à l'aide d'un quadrillage.

Si l'on doit utiliser la déviation électro magnétique suivant au moins deux axes de coordonnées, les axes de figure des diverses bobines devront coïncider. On devra prendre bien soin de disposer les axes de symétrie magnétique de manière qu'ils soient perpendiculaires entre eux, pour éviter toute interaction mutuelle.

6. 52. — Circuits à utiliser pour la déviation électromagnétique.

La déviation électromagnétique exige, aux fréquences élevées, des techniques spéciales qu'on décrit dans les ouvrages, revues, etc., relatifs à la télévision. Toutefois, on peut employer des



FIG. 6-52 a. — Circuit équivalent à une bobine de déflexion.

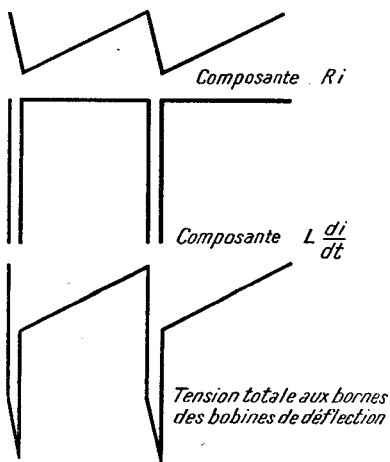


FIG. 6-52 b. — Tension développée par un courant en dents de scie dans un ensemble de bobines de déflexion magnétique.

systèmes relativement simples aux fréquences acoustiques, peu élevées.

L'intensité du champ magnétique est, naturellement, proportionnelle à celle du courant circulant dans les bobines, et comme

la déflexion est proportionnelle au champ (éq. 2.3 A), il faut déterminer l'intensité du courant en fonction de la valeur de la déflexion à réaliser. On peut admettre, aux basses fréquences, qu'une bobine se compose d'une inductance et d'une résistance en série (fig. 6-52a).

Pour obtenir la loi de déflexion cherchée, il faut faire varier la valeur de l'intensité du courant en conséquence. Dans ce cas, naturellement, la tension E aux bornes de la bobine se compose de deux éléments, à savoir la chute de tension ohmique Ri le

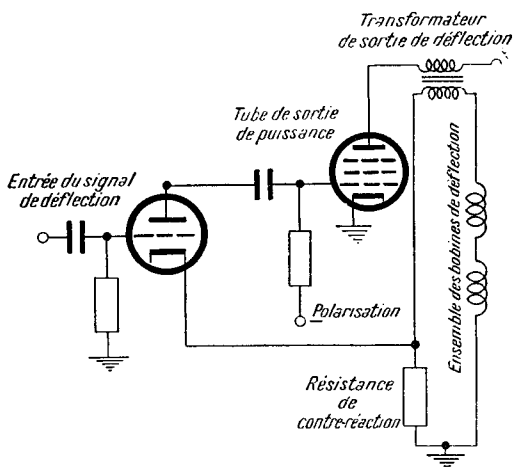


FIG. 6-52 c. — Circuit de déflexion magnétique.

long de l'enroulement, et la tension résultant de l'inductance propre L de celui-ci, proportionnelle au taux de variation de l'intensité du courant :

$$E = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} \quad 6.52 A$$

Par exemple, le courant d'une base de temps linéaire engendrera aux bornes de l'ensemble défecteur une tension dont la forme d'onde sera constituée par une dent de scie — correspondant à la résistance ohmique — superposée à des signaux carrés (dérivée de la dent de scie) correspondant à la composante inductive $L \cdot \frac{di}{dt}$ (fig. 6-52b).

On a utilisé de nombreux schémas pour obtenir des courants ayant une forme d'onde appropriée à la déflexion magnétique. Un système dû à l'auteur du présent ouvrage (fig. 6-52c) utilise une contre-réaction en courant pour être certain que la forme d'onde du courant de sortie soit une réplique exacte de celle de la tension appliquée à l'entrée. De plus, cette contre-réaction corrige les distorsions dues au tube de sortie et au transformateur.

Le dispositif de contre-réaction de la figure 6-52c est utilisable jusqu'à 1 kHz, mais la charge inductive empêche de réaliser des bases de temps à fréquence de récurrence élevée autres que celles destinées à une application particulière (télévision, par exemple).

CHAPITRE VII

L'OSCILLOGRAPHE ET SES ACCESSOIRES

7. 1. — Éléments d'un oscillographe.

L'oscillographe cathodique est un des instruments de laboratoire les plus souples. On peut combiner de diverses manières les éléments étudiés dans les chapitres précédents pour réaliser des instruments complets. En outre, il existe, — ou bien, on peut réaliser — de nombreux instruments pouvant compléter extérieurement l'oscillographe, autrement dit être utilisés comme accessoires. Dans le présent chapitre, on étudiera les relations de ces divers éléments entre eux et avec la réalisation d'oscillographes réels.

7. 11. — Tube cathodique.

On a réalisé de nombreux types de tubes, cathodiques, basés sur les principes généraux étudiés au chapitre II. Les différentes applications des oscillographes conduisent à diverses formes de réalisations et, par voie de conséquence, à différents modèles de tubes. On distingue, en général, les tubes d'usage général, les tubes à post-accélération, et les tubes à faisceaux multiples ; on trouve, dans chaque gamme de tubes, une gamme étendue de dimensions et de types d'écrans. Comme on a déjà étudié les écrans au § 2.26, on étudiera principalement ici les questions relatives aux réalisations de tubes ayant de l'importance pour la disposition d'ensemble de l'oscillographe complet.

7. 111. — Tubes d'usage général.

Les tubes destinés aux oscillographes d'usage général sont prévus pour des potentiels de seconde anode compris entre 700 et 2 000 V. Les diamètres des écrans de ces tubes varient entre 50 et

125 mm et leurs sensibilités de déflexion entre 0,1 et 0,5 mm/V par millier de volts de potentiels de seconde anode. Le type de matière fluorescente utilisé le plus souvent est l'écran vert habituel à longue rémanence ; on peut employer, pour les applications photographiques, des substances fluorescentes bleues, dont certaines, toutefois, ne sont pas plus actiniques que les écrans verts (Cf. § 2.262). On utilise parfois des écrans dits « à grande rémanence » pour les recherches où la vitesse de balayage est faible, mais leurs qualités sont également illusoires puisque

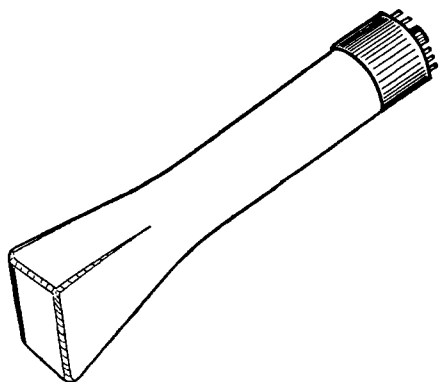


FIG. 7-111 a. — Tube cathodique à écran rectangulaire.

l'image ne dure pas plus longtemps que la persistance des images rétinienne. Les vrais écrans à grande rémanence ont une fluorescence jaune ; mais on ne peut réaliser d'écrans à fluorescence verte à grande rémanence. Une innovation récente est le tube à petit écran rectangulaire, qui permet d'économiser la place, et permet de placer côte à côte plusieurs tubes pour les études oscillographiques avec traces multiples (§ 7. 221).

7. 112. — Tubes à anodes de post-accélération.

On a réalisé, pour les études de phénomènes transitoires rapides, en physique nucléaire par exemple, des tubes avec anodes de post-accélération fonctionnant entre 4 000 et 30 000 V. Il est possible, avec ces tubes, d'observer et de photogra-

phier des phénomènes de durée ne dépassant pas $0,01\mu\text{s}$, avec des vitesses de balayage atteignant $250\text{ cm}/\mu\text{s}$ (ou 2500 km/s). Ces tubes sont principalement destinés à être utilisés comme synchronoscopes.

7. 113. — Tubes à plusieurs faisceaux.

Il existe diverses méthodes pour l'étude simultanée de plusieurs phénomènes dépendant les uns des autres. On peut citer, parmi celles-ci, le commutateur électronique (voir ci-dessous, § 7.6). Toutefois la bande de fréquences dans laquelle cette méthode est utilisable est assez limitée. Une deuxième méthode consiste à utiliser deux tubes distincts, placés côte à côte. Un des inconvénients de cette méthode est le fait qu'on ne peut superposer les images, à moins d'utiliser un système optique extérieur qui augmente l'encombrement, le poids et le prix de revient de l'équipement. Une troisième méthode, qui ne possède pas les inconvénients des deux précédentes, est l'utilisation de tubes à faisceaux cathodiques multiples. On forme, soit en utilisant plusieurs canons à électrons distincts, soit à l'aide de séparateurs de faisceaux, plusieurs faisceaux sur lesquels agissent un nombre égal de systèmes défecteurs. Dans certains cas, il n'y a qu'une paire de plaques horizontales ou XX' , de telle sorte que tous les faisceaux sont déviés par la même base de temps, tandis que, dans d'autres cas, il y a autant de paires de plaques xx' que de faisceaux. Cette dernière disposition permet, par exemple, d'utiliser sur un faisceau une base de temps étalée (§ 6.18) tandis qu'on peut en utiliser un autre pour étudier la forme d'onde toute entière ; ce n'est d'ailleurs pas la seule application intéressante qu'elle permet. Dans tous les cas, naturellement, les systèmes de déflexion YY' sont complètement indépendants pour chaque faisceau. La plupart des tubes à plusieurs faisceaux comportent en général deux faisceaux, bien qu'on en ait réalisé à 6 faisceaux et même plus.

7. 12. — Amplificateurs YY' .

On a étudié au Chapitre V les types d'amplificateurs pour oscillographes et leurs principes fondamentaux, et également examiné brièvement les caractéristiques des amplificateurs mis réellement en place sur des oscillographes. On peut classer les

amplificateurs d'oscillographes en catégories à l'aide de deux critères : La largeur de bande en haute fréquence et le mode de couplage (direct, ou par résistances-capacités). Une troisième caractéristique importante est la sensibilité, mais elle dépend, dans une certaine mesure, des deux autres.

7. 121. — Largeur de bande des amplificateurs YY'.

Il existe deux types différents d'amplificateurs : ceux d'usage général, avec une fréquence de coupure H.F. comprise entre 50 et 500 kHz, et ceux à large bande, dont la fréquence de coupure peut atteindre 15 MHz. On a réalisé, pour les études de physique

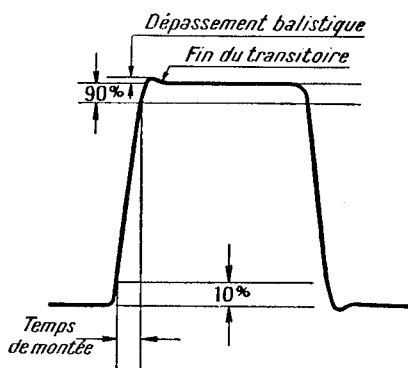


FIG. 7-121 a. — Réponse théorique d'un amplificateur d'oscillographe aux impulsions.

nucléaire, des amplificateurs dont la largeur de bande atteint 200 ou 250 MHz.

Le futur utilisateur d'un oscillographe d'usage général doit d'abord s'assurer que la bande relativement étroite qui lui est concédée est suffisante. Il n'est pas très difficile, actuellement, de réaliser des amplificateurs allant jusqu'à 1 MHz, et ils rendent, dans ces conditions, désuets ceux ayant des largeurs de bande inférieures. Même dans un domaine où, apparemment, une faible largeur de bande serait suffisante, à savoir les amplificateurs à fréquence acoustique (dits « B.F. »), les méthodes d'études modernes des amplificateurs à contre-réaction, et les procédés

d'analyse par signaux rectangulaires exigent des bandes passantes bien supérieures à 200 kHz. Le dépanneur radio ne doit pas oublier, d'autre part, qu'il devra de plus en plus travailler sur des postes de télévision (largeur de bande des amplis I.F. en France : 10 à 14 MHz). On peut donc affirmer, sans grand risque d'être démenti, qu'il n'y a plus beaucoup de domaines où les amplificateurs à bande restreinte présentent un intérêt quelconque, même lorsque leur gain est élevé.

Tous les amplificateurs « à large bande » ne conviennent pas pour les études à l'oscillographe. Leur réponse aux phénomènes transitoires doit être meilleure que celle de n'importe lequel des systèmes étudiés, de manière à ne pas déformer la réponse de ces derniers. Ceci signifie que le temps de montée doit être inférieur à tous ceux que l'on doit mesurer, et que la réponse à une variation brusque de tension doit comporter un dépassement passager de la position d'équilibre, avec amortissement rapide (fig. 8-121a).

En règle générale, le temps de montée est inversement proportionnel à la fréquence — H. F. — de coupure, et on a, pour cette raison, l'habitude de caractériser ces amplificateurs par leur fréquence de coupure. Ce n'est, toutefois, pas toujours le cas, et il est également intéressant de connaître le temps de montée de l'amplificateur (§ 5.222).

7. 122. — Couplage des amplificateurs d'oscillographe.

Comme on l'a indiqué au Chapitre V, il est difficile d'obtenir une réponse satisfaisante au-dessous de, disons, 20 Hz, à moins d'utiliser un couplage direct. Les oscillographes d'usage général comportent, par conséquent, des amplificateurs dont la fréquence de coupure B.F. est voisine de 20 Hz. Ceci ne conviendrait évidemment pas pour les travaux concernant les lignes de chemin de fer électrifiées, où l'on utilise fréquemment du courant à $16\frac{2}{3}$ Hz — qui constituent un exemple de branche industrielle dans lequel on utilise des fréquences plutôt basses.

Si l'on utilise des dispositifs de correction en basse fréquence, on peut abaisser la limite inférieure de la réponse basse fréquence des amplificateurs à couplage RC jusque vers 1 à 5 Hz. La firme Philips a réalisé un oscillographe pour très basses fréquences, à couplage par résistances capacités, qui descend au-dessous de 1 Hz.

La complication des amplificateurs à couplage *RC* pour les très basses fréquences a conduit à utiliser sur une grande échelle le couplage direct quand on désire une réponse de ce genre. On a pu résoudre dans de bonnes conditions des difficultés inhérentes à ce type d'amplificateur, de telle sorte que les amplificateurs actuels donnent des résultats très satisfaisants. On a réalisé des amplificateurs à couplage direct ayant une réponse H.F. aussi bonne que des amplificateurs *RC*.

7. 123. — Sensibilité.

Le gain G d'un amplificateur est, pour jeu de N tubes, inversement proportionnel à la puissance N de la largeur de bande Δf de cet amplificateur (1). Comme les dimensions et le prix de tous les oscillographes — exceptés de ceux construits spécialement — sont, dans une certaine mesure, limités, la sensibilité des types à large bande est plutôt réduite, en général. Cependant, dans les limites d'encombrement et de prix courantes, on peut se trouver en présence de différences importantes, fonction de l'ingéniosité ou de... l'honnêteté du constructeur. En ce qui concerne les performances relatives attendues de l'amplificateur XX' , la question de savoir si l'on désire un instrument de précision ou seulement un oscillographe pour des mesures qualitatives, etc., joue un rôle... En règle générale, la sensibilité acceptable minimum, mesurée aux bornes d'entrée de l'amplificateur yy' pour le gain maximum, doit être de 25 mV/cm pour les instruments d'usage général, et de 250 mV/cm pour ceux à large bande.

7. 13. — Bases de temps.

La base de temps linéaire d'un oscillographe doit être réalisée de manière à convenir au tube à faisceau électronique et à l'amplificateur YY' utilisés. C'est ainsi qu'on détermine la fréquence de

(1) *Note du traducteur.* Pour un tube donné, on a $G \cdot \Delta f = C^{te}$, d'où $G = \frac{k}{\Delta f}$; si l'amplificateur comporte N tubes, les gains G_1, G_2, \dots, G_n sont donnés par la formule $G_p = \frac{k_p}{\Delta f}$, et le gain total G de l'amplificateur est $G = G_1 \cdot G_2 \dots G_n = \frac{k_1 \times k_2 \times \dots \times k_n}{(\Delta f)^N}$. C.Q.F.D. (Voir *Les Amplificateurs à large bande, loc. cit.*)

balayage la plus basse en fonction de la fréquence inférieure de coupure de l'amplificateur, tandis qu'on établit la fréquence maximum de balayage en fonction de la fréquence supérieure de coupure de l'amplificateur, ou encore de son temps de montée et de sa réponse aux phénomènes transitoires. Il est évidemment anti-économique d'avoir des vitesses de balayage inutilisables à l'un ou l'autre tout de la gamme.

Du fait de la grave déformation qui se produit dans les amplificateurs à résistance-capacités pour des fréquences voisines de la fréquence de coupure inférieure, une base de temps pouvant mettre en évidence plusieurs cycles des signaux de ce genre ne présenterait qu'un intérêt restreint. Il est évident qu'on ne se trouve pas en présence de limitations de ce genre pour des amplificateurs à courant continu. Dans ce cas, la limite extrême n'est définie que par l'absence d'écrans à grande rémanence. Lorsqu'on utilise l'enregistrement photographique, même cette limitation est supprimée, mais l'auteur pense que, dans ce cas, des oscillographes électro-mécaniques seraient plus intéressants (1). On ajoute d'ailleurs maintenant sur certains oscillographes des bornes sur le panneau avant (ou arrière) de manière à pouvoir allonger la période du balayage linéaire en branchant un condensateur extérieur dans le circuit de balayage.

En ce qui concerne la limite supérieure de la gamme des fréquences, on admet qu'il n'est pas nécessaire de ne présenter qu'un seul cycle de la fréquence maximum utilisable. On peut ainsi se contenter d'une fréquence de balayage maximum égale à 1/5 seulement de la fréquence de coupure. Une fréquence inférieure ne conviendrait pas, parce que l'image est alors, en général, trop tassée, pour être de quelque utilité. Pour la mise en évidence des impulsions, la durée du balayage le plus rapide peut être égale à 10 fois le temps de montée de l'amplificateur YY' lui-même.

(1) NOTA. Ce n'est pas l'avis du traducteur. L'oscillographe électromécanique est très coûteux d'une part, et, d'autre part, l'enregistrement photographique est devenu chose très simple avec les émulsions et les révélateurs modernes (gain de 10 à 1 de 1954 à 1956 pour l'ensemble révélateur + émulsion). D'autre part l'appareil photographique acquis pour les enregistrements aux très basses fréquences peut également être utilisé aux fréquences élevées — ce qui n'est pas le cas de l'oscillographe électromécanique. De plus, un appareil genre RECTAFLEX, KINE-EXAKTA, etc., qui convient admirablement pour la photographie des écrans d'oscilloscopes, peut également servir pour « l'usage général ».

Tout comme la rémanence de l'écran impose une limite aux fréquences de balayages les plus basses, la brillance impose une limite aux balayages les plus rapides en particulier dans les cas des balayages déclenché et étalé. Si, par exemple, on veut utiliser un balayage de 1 microseconde à la fréquence de récurrence de 600 Hz, il sera nécessaire d'utiliser un potentiel d'accélération d'au moins 3 000 V. Mais la brillance du spot est, en gros, proportionnelle au carré du potentiel d'accélération. Par conséquent, un tube fonctionnant sous 1 000 V seulement doit porter la durée du balayage à 10 μ s pour une fréquence de répétition de 600 Hz.

7. 14. — Amplificateur XX' et circuits auxiliaires.

Outre l'amplificateur YY' et les circuit de base de temps, il existe en général un amplificateur XX' d'un type quelconque et, suivant le type d'oscillographe, on lui incorpore certains des circuits auxiliaires décrits ci-dessous. On peut, en particulier, trouver des calibrateurs d'amplitude sur les meilleurs oscillographes d'usage général et d'usage industriel (ainsi que sur des réalisations très médiocres, qui essaient de se faire passer pour bonnes !), et des dispositifs d'étalonnage en temps et en amplitude sur des oscillographes à large bande. Ces derniers peuvent même comporter des lignes à retard incorporées (synchroscope, voir § 7.23).

7. 2. — Oscillographes complets.

Après avoir étudié un à un les principaux composants des oscillographes, on peut maintenant passer à l'étude de la réalisation des types standard d'oscillographes, à savoir les oscillographes « d'usage général », industriel, à larges bandes et analyseurs. Bien qu'une bonne partie des questions les concernant ait été étudiée au cours de l'analyse détaillée ci-dessus, il y a intérêt à procéder à une récapitulation pour chaque type d'appareil.

7. 21. — Oscillographes « d'usage général » (fig. 7-21a).

C'est l'instrument le plus simple et le moins coûteux, utilisé surtout par les radio-dépanneurs, les « bricoleurs » et les radio-amateurs, et les ateliers industriels, où ses caractéristiques peu

poussées sont compensées par son bon marché relatif. La bande passante de ses amplificateurs va, parfois, de 20 Hz à 100 kHz, le gain de l'amplificateur YY', à deux étages en général, étant nettement plus élevé que celui de l'amplificateur XX'. La base de temps a une fréquence de récurrence allant d'environ 20 Hz à 50 kHz. Outre les bornes d'entrée des deux amplificateurs, on a prévu une borne pour la synchronisation extérieure et, parfois, à l'arrière, un dispositif permettant de débrancher les amplificateurs et la base de temps, et d'appliquer directement les signaux

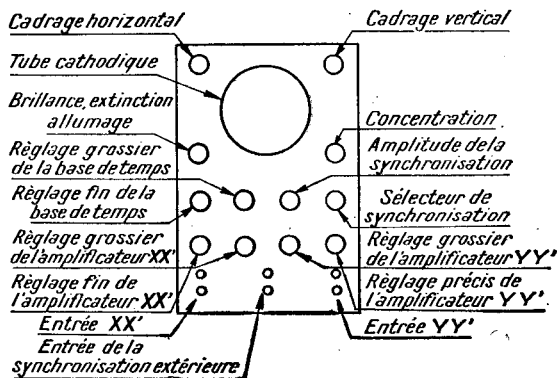


FIG. 7-21 a. — Oscilloscope universel.

aux plaques défectrices. Le diamètre du tube est compris entre 70 et 125 mm, et l'écran est en général à luminescence verte et à rémanence moyenne ; le potentiel de la seconde anode ne dépasse pas 1 000 V environ. L'appareil comprend des commandes de brillance et de concentration, de cadrage vertical et horizontal, un commutateur sélecteur de synchronisation (extérieure, intérieure, à la fréquence — 50 Hz en général — du secteur) un commutateur pour choisir entre l'amplificateur XX' et une base de temps linéaire (ces deux commandes pouvant être combinées en une seule sur certains modèles), un réglage d'amplitude de la synchronisation, et des atténuateurs XX' et YY'. L'atténuateur XX' peut être constitué par une commande de volume simple à l'entrée de l'amplificateur, tandis que l'atténuateur YY' comprendra deux ou plusieurs échelons. L'impédance d'entrée sera de l'ordre

de 0,5 à 1 M Ω , avec une capacité en parallèle atteignant 50 pF. Bien que ce que l'on vient de décrire soit un minimum minimum pour l'équipement et pour le rendement, certains modèles de cette catégorie donneront des résultats supérieurs à ceux indiqués, tandis que, dans d'autres cas, ce minimum ne sera même pas atteint. C'est ainsi que sur certains oscillographes, on « économise » deux boutons de commande en prévoyant seulement une commande par tournevis des cadrages vertical et horizontal ! Le moins qu'on puisse en dire est que c'est incommode quand on étudie des formes d'ondes non sinusoïdales. Faire attention, également, aux oscillographes ayant une déflexion dissymétrique (Cf. § 5.21). La trace sera en général trop épaisse dans certaines portions du cycle de déflexion malgré l'existence de « brevets » revendiquant le contraire.

7. 22. — L'oscillographe industriel.

On peut considérer l'oscillographe industriel comme l'échelon suivant dans la hiérarchie. Ses principales caractéristiques sont analogues à celles du type « d'usage général », mais il comporte divers compléments et perfectionnements qui lui donnent plus de souplesse pour les travaux de recherches industriels. Tout d'abord, il doit comporter un couplage direct, ou tout au moins avoir une fréquence de coupure inférieure que les types d'usage général, disons, par exemple 10 Hz. En outre, la fréquence de coupure supérieure doit être supérieure à 1 MHz. Les amplificateurs doivent également un gain plus élevé que dans le cas précédent. Les amplificateurs XX' et YY' doivent avoir des caractéristiques identiques; malheureusement, on néglige souvent ce dernier point.

Tout comme la courbe de réponse des amplificateurs, la fréquence de récurrence de la base de temps s'étend vers des fréquences plus élevées, et l'on doit prévoir, de plus, un dispositif de balayage déclenché. D'autres caractéristiques sont l'étalement du balayage, le sélecteur de polarité de synchronisation et l'effacement du spot de retour. On doit prévoir une tension d'accélération (de la seconde anode) facilitant la photographie de l'image, chose très importante pour les travaux industriels. Si l'on prévoit une seule tension d'accélération, elle doit être de l'ordre de 2 000 V, si l'on en prévoit deux, la seconde tension

sera de l'ordre de 4 à 5 000 V. On devra prévoir également des facilités pour effacer le spot à partir d'un jack placé sur le panneau avant. On doit disposer le circuit de la base de temps de manière à pouvoir disposer d'une impulsion synchronisée avec le balayage de retour, ou de l'impulsion correspondant au balayage direct sur une borne placée sur le panneau avant, afin de synchroniser ou déclencher l'appareil ou le phénomène à étudier (voir aussi « synchrosopes », § 7. 23). Enfin, on doit prévoir une forme quelconque de calibrage d'amplitude.

7. 221. — L'oscillographe à faisceaux multiples.

Une modification intéressante de l'oscillographe industriel est l'oscillographe à deux faisceaux, renfermant soit un tube à double faisceaux, soit deux tubes rectangulaires placés côte à côte. Comme on l'a indiqué ci-dessus, une caractéristique intéressante de ces oscillographes est la possibilité d'utiliser le balayage étalé sur une voie, tandis que l'autre présente le signal dans son ensemble, — y compris des repères (« marqueurs ») pour indiquer la partie mise en évidence par le balayage étalé. Aucun oscillographe à deux faisceaux fabriqué en série ne présente, à la connaissance de l'auteur, cette caractéristique, bien que certains appareils réalisés « à la demande » la possèdent (§ 7.222). Il va sans dire que, outre ce qui précède, chaque oscillographe à double faisceau doit présenter toutes les caractéristiques des oscillographes industriels indiquées ci-dessus.

Bien que certaines recherches puissent exiger plus de deux faisceaux, on doit considérer les oscillographes à plus de deux faisceaux comme des cas particuliers ; bien que certains modèles de ce type figurent aux pages d'annonces des revues étrangères (surtout américaines), ce sont, en fait, des instruments fabriqués à la demande, et non en série.

7. 222. — Oscillographes réalisés à la demande pour des recherches industrielles.

On a vu apparaître depuis quelques années, des oscillographes spéciaux constitués par des éléments imposants montés sur « racks » (§ 7.34), et comprenant des tubes à faisceaux multiples avec des amplificateurs appropriés et l'équipement auxiliaire destiné à étudier simultanément plusieurs phénomènes connexes

dans des domaines particuliers de la recherche industrielle — turbines, moteurs, avions, machines électriques, etc. D'autres instruments, tels qu'analyseurs de vibrations, générateurs de signaux, etc. sont associés à l'oscillographe et à son équipement auxiliaire, de telle sorte que l'ensemble des racks constitue un poste complet de mesures pour le domaine particulier de recherches en vue duquel on l'a monté. Ces ensembles géants d'instruments rentrent difficilement dans la catégorie des oscillographes, bien que l'essentiel du contenu des racks soit constitué par des oscillographes. Il peut arriver que l'utilisateur du rack ait réellement besoin du nombre total de voies disponibles (jusqu'à 21 dans certains modèles) — en tous cas cet ensemble d'instruments impressionne toujours beaucoup les personnes visitant un laboratoire. En réalité l'intervalle de fréquences étudié dans ces domaines est tel que des oscillographes électromécaniques, enregistrant directement sur une surface sensible appropriée, donneraient de bien meilleurs résultats à moindre frais, et pour un encombrement plus faible. Certains oscillographes électromécaniques de ce genre peuvent fonctionner jusqu'à 1000 Hz, ce qui correspond au dixième harmonique d'un mouvement de rotation à 6000 t/mn. Un bon oscillographe électromécanique à six voies, complété par un oscillographe électronique à deux faisceaux, donnerait certainement d'aussi bons résultats que l'ensemble sur rack.

7. 23. — Oscillographes à large bande et synchronoscopes.

Lorsqu'on doit étudier des phénomènes à haute fréquence, ou ultra-rapides, il est nécessaire de disposer d'un oscillographe à large bande, qui diffère des oscillographes « industriels » en ce que l'amplificateur YY' va jusqu'à 15 MHz, tandis que les amplificateurs XX' et YY' descendent tous deux à 5 Hz quand on utilise un couplage RC . On tend, depuis peu de temps, à utiliser des amplificateurs à couplage direct dans ce type d'oscillographe. La base de temps a des vitesses d'inscriptions plus grandes, atteignant plusieurs centimètres par microseconde (1). Il est tout à fait souhaitable que des oscillographes de ce type soient étalonnés suivant XX' ou en temps. La capacité d'entrée doit être bien moindre que pour les types précédemment mentionnés. On

(1) $1\text{cm}/\mu\text{s} = 10\text{ km/s}$. (N. du trad.)

utilise principalement ces oscillographes en électronique, télévision, radar, calcul analogique et électronique, et pour des études sur l'énergie nucléaire.

On réalise parfois les oscillographes à large bande sous forme de *synchrosopes*. Un synchroscope est un oscillographe à large bande à ligne à retard incorporée (§ 7.92) et comportant un balayage

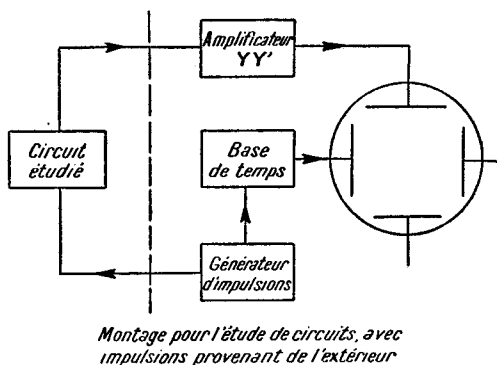
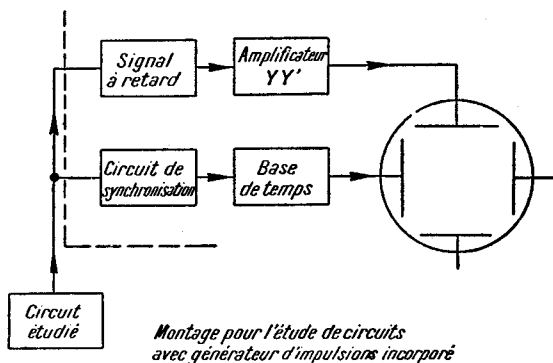


FIG. 7-23 a. — Synchrosopes.

déclenché (à simple course) au lieu de la base de temps normale, ainsi qu'un générateur d'impulsion incorporé qu'on peut utiliser pour déclencher le balayage et le circuit à étudier (fig. 7-23a). On peut ainsi étudier le radar et les autres systèmes utilisant des techniques d'impulsions avec le synchroscope, sans avoir besoin

de générateurs d'impulsions auxiliaires ou de dispositifs de synchronisation compliqués (1).

7. 24. — Oscillographe analytique.

Il est nécessaire de disposer, pour les études de potentiels électrochimiques ou électrobiologiques, les mesures de variations d'efforts captées par les jauges extensométriques, etc., d'oscillographes ayant non seulement un gain très élevé, mais une très grande impédance d'entrée. On devra, par conséquent, prendre des précautions particulières pour empêcher l'oscillographe de capter des tensions de ronflement par voie électrostatique ou électromagnétique. De plus, la largeur de bande nécessaire n'est pas très grande. L'amplificateur YY' peut avoir une bande passant de 0 à 500 Hz, avec une impédance d'entrée de 1 000 M Ω et une sensibilité de 1 mV/cm. La fréquence de récurrence de la base de temps peut être comprise entre 0,2 et 100 Hz environ. Il est, naturellement, très avantageux d'utiliser des écrans de radar du type à grande rémanence avec ce type d'oscillographe.

7. 3. — Réalisation d'un oscillographe.

La boîte noire ou grise bien connue, avec une collection de boutons et de bornes, et une ouverture ronde au voisinage de la partie supérieure du panneau avant pour le tube cathodique n'est pas la seule forme de réalisation possible d'oscillographe. Outre ce modèle, il existe des oscillographes miniatures, ainsi que des oscillographes montés sur rack ou sur chariot. Contrairement à la plus grande partie de l'équipement électronique, les oscillographes sont en général si grands et si peu portatifs que la disposition de leurs parties constitutives et de leur enveloppe extérieure est toujours un problème.

7. 31. — Oscillographe pour table de travail.

Comme on l'a vu sur diverses figures du présent ouvrage, on réalise en général les oscillographes cathodiques sous la forme

(1) Le lecteur intéressé par la question et connaissant l'anglais aura intérêt à jeter un coup d'œil sur l'ouvrage *Electronics instruments* par CREEWOOD, etc. (n° 21 de la collection M.I.T.), édité par Mc Graw-Hill (New-York-1947). (Note du Trad.).

d'une boîte métallique parallélépipédique. Cette forme convient parfaitement pour l'oscillographe « d'usage général », bien qu'il n'y ait aucune raison qui interdise de « miniaturiser » cet instrument (§ 7.32). Cependant, lorsqu'on étudie des modèles très perfectionnés, à large bande, avec tous leurs organes de réglage, on s'aperçoit que la boîte parallélépipédique devient trop lourde et encombrante. On la divise en général, dans ce cas, en deux parties, raccordées par un câble à conducteurs multiples, l'alimentation (régulée) dans l'une, et l'oscillographe proprement

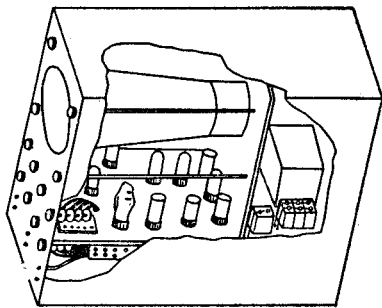


FIG. 7-31 a. — Structure interne d'un oscillographe normal de laboratoire.

dit dans l'autre. On peut placer la partie alimentation *sous* la table de travail, tandis qu'on place l'oscillographe de la manière habituelle, *sur* la table de travail.

La figure 7-31a représente une vue à champ visuel dégagé d'un oscillographe de ce genre. Remarquer la construction bien dégagée, avec de nombreux espaces libres autour des éléments. Noter également la disposition classique de toutes les commandes sur le panneau avant.

7. 32. — Oscillographe miniaturisé.

On peut réduire considérablement les dimensions et le poids de l'oscillographe en utilisant des éléments et des tubes modernes miniatures, la technique des circuits imprimés, etc., combinés avec une utilisation plus rationnelle de l'espace disponible. L'opinion courante qu'un grand tube est meilleur qu'un petit est tout à fait fausse. Ce qui importe, c'est que le rapport entre les

diamètres du tube et du spot (autrement dit le pouvoir résolvant) et l'angle d'examen (c'est-à-dire l'angle sous-tendu par l'image à la distance de vision normale. Un petit tube avec un spot très fin donne un pouvoir résolvant meilleur qu'un grand tube avec un spot de grand diamètre. De plus, les dimensions d'un tube convenant à un récepteur de télévision n'ont rien de commun avec les exigences de l'oscillographie, où le technicien est en général assis juste en face de l'instrument. Par conséquent, le tube le plus grand utilisé normalement pour les oscillographes est le tube de 12,5 cm de diamètre mentionné ci-dessus. Pour les oscillographes miniatures, on peut réduire le diamètre jusqu'à 5 cm ; il existe, dans cette dimension, un excellent tube fabriqué en U.R.S.S. Il faut naturellement éviter des monstruosité, comme celle consistant à employer les tubes de 7 cm utilisables uniquement avec une déflexion asymétrique. Leur optique élec-

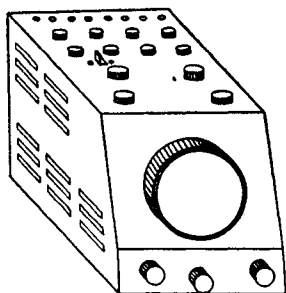


FIG. 7-32a. — Oscillographe « miniaturisé ».

tronique ne peut jamais donner satisfaction — on ne doit pas procéder à la miniaturisation aux dépens du rendement.

Lorsque les éléments composants sont très serrés, leur température tend à s'élever fortement. On peut alors intervenir de deux manières : installer de nombreuses persiennes pour améliorer la ventilation, ou utiliser des pièces détachées pour températures élevées. Cette dernière solution conduit à isoler et à imprégner aux silicones les transformateurs et les condensateurs, à améliorer les résistances (les résistances en matière moulée agglomérée résistent à une température de 70° C, au lieu de 40° C, que l'on considère comme la température maximum admissible pour les résistances à pellicule de carbone), à utiliser comme isolants des produits stratifiés au mica ou du verre, au lieu de matières organiques, etc. La figure 7-32a représente un exemple de disposition, mettant en évidence les possibilités dans ce sens.

7. 33. — Oscillographe monté sur chariot.

A l'opposé de l'oscillographe miniaturisé, on trouve l'oscillographe sur chariot, l'oscillographe et les circuits d'alimentation étant montés sur des châssis séparés, le tout étant placé sur un chariot qui leur confère un certain degré de mobilité. On place, en

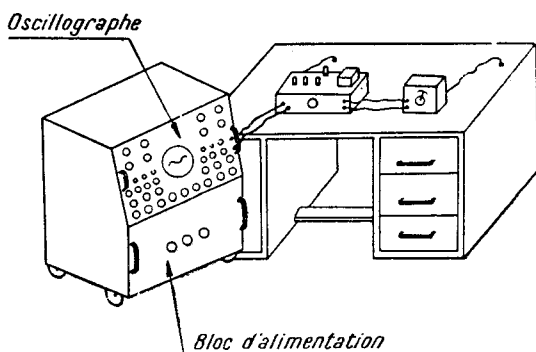


FIG. 7-33 a. — Oscillographe monté sur chariot.

service, l'ensemble au voisinage de la table de travail, l'axe du tube cathodique faisant un petit angle par rapport au bord antérieur de la table de travail (fig. 7-33a).

7. 34. — Oscillographe monté sur rack.

Les oscillographes les plus importants, avec leurs nombreux appareils auxiliaires sont montés sur des racks, installés de manière permanente dans un endroit approprié. Du fait qu'ils sont à poste fixe, et à cause de leur volume et de leur prix, ces oscillographes sur racks sont en général destinés à des usages bien déterminés, et on installe les systèmes à étudier près d'eux au lieu de faire le contraire. Citons, parmi les recherches nécessitant des oscillographes de ce genre : la mise au point d'appareils de télévision, si le rack contient des oscilloscopes à un faisceau et des wobulateurs (voir plus loin), des générateurs de signaux d'image et de synchronisation, des analyseurs oscillographiques de

signaux d'image, etc.; la physique nucléaire avec des compteurs de particules et des amplificateurs distribués, etc.; les recherches industrielles (Cf. § 7. 222).

7. 4. — Aperçu sur les appareils auxiliaires des oscillographes.

Dans les trois sections précédentes de ce chapitre, on a jeté un coup d'œil sur l'équipement faisant normalement partie des différents types d'oscillographes. On réalise en général les autres appareils destinés à être utilisés avec les oscillographes sous la forme d'instruments auxiliaires, extérieurs à l'oscillographe, et indépendants de ce dernier. On étudiera dans ce qui suit quelques-uns des instruments auxiliaires les plus importants et les plus souvent utilisés dans ces conditions, et qui comprennent : un écran avec échelle millimétrique ; des soudes de types divers ; des commutateurs électroniques et des générateurs de signaux rectangulaires ; des « wobulateurs », ou générateurs de signaux modulés en fréquence dans une large bande, pour étudier les courbes de réponse ; des calibreurs d'amplitude ; des enregistreurs de phénomènes transitoires, y compris des lignes à retard et des circuits « à mémoire ». Bien que la majorité de ces appareils auxiliaires ait été mis au point en se basant sur la technique courante des laboratoires d'électronique, on peut les utiliser, avec des modifications appropriées pour d'autres problèmes industriels et de fabrication en série.

7. 41. — Écran avec échelle millimétrique.

L'accessoire de base pour toutes les études quantitatives faites avec l'oscillographe cathodique est un dispositif permettant de mesurer et de calibrer toutes les courbes présentées sur l'écran. On le réalise en plaçant un écran transparent en verre ou en matière plastique à l'avant de l'écran fluorescent du tube cathodique, et comportant une échelle millimétrique imprimée ou gravée, les divisions multiples de 5 mm — étant marquées par des traits plus gros pour faciliter la mesure. Ceci nous permet de voir directement la trace sous la forme d'une courbe tracée par rapport à deux axes de coordonnées rectangulaires. En fait, l'écran millimétrique doit être considéré comme un équipement standard fourni avec chaque oscillographe ; malheureusement,

beaucoup de constructeurs ne font pas leur devoir à ce point de vue.

Lorsqu'on ne peut pas se le procurer dans le commerce, on peut confectionner un écran de diverses manières : par photographie sur des plaques de verre, par gravure sur du Plexiglas. — Ce dernier produit est particulièrement intéressant parce qu'il permet d'utiliser un éclairage latéral pour éclairer la grille millimétrique, sans donner lieu à des réflexions qui masqueraient la trace (1). Une innovation récente appliquée aux écrans est ce

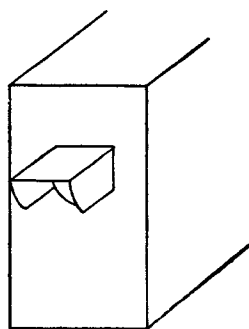


FIG. 7-41a. — Abat-jour d'oscillographe.

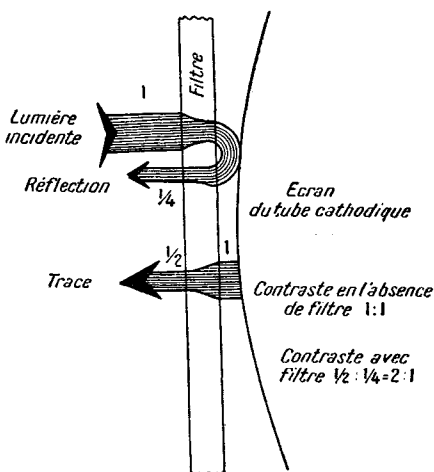


FIG. 7-41 b. — Filtre gris-neutre de contraste.

que l'on appelle le filtre gris neutre d'écran. C'est un filtre d'un gris léger réduisant l'intensité de la lumière qui la traverse, sans absorption sélective des couleurs. On augmente ainsi le contraste de l'image bien qu'on réduise son intensité générale. Comme l'écran fluorescent est de couleur crème, la lumière incidente qu'il réfléchit fait que la trace fluorescente apparaît sur un fond clair. Pour accroître le contraste, on essaie parfois d'empêcher

(1) On utilise, ce faisant, les propriétés du Plexiglas et d'autres matières analogues, à savoir que des rayures sur les surfaces parallèles aux rayons lumineux, diffusent la lumière vers l'extérieur, tandis que les surfaces lisses canalisent la lumière par réflexion totale intérieure.

la lumière extérieure de frapper l'écran en utilisant des abat-jours (fig. 7-41a), et en obscurcissant le laboratoire.

Lorsqu'on se sert d'un écran gris-neutre, la lumière frappant l'écran du tube cathodique est affaiblie deux fois, une fois quand elle tombe sur l'écran, et une seconde fois quand elle est renvoyée vers l'extérieur (fig. 7-41b), tandis que la trace fluorescente n'est affaiblie qu'une fois. Si l'écran réduit l'intensité de la lumière de 50 %, le contraste est ainsi multiplié par deux (2).

7. 5. — Sondes d'oscillographes.

Bien qu'un oscillographe bien conçu ait une impédance d'entrée très élevée *lorsqu'on la mesure entre ses bornes d'entrée*, il est généralement impossible de disposer les circuits étudiés de façon à ce qu'ils soient raccordés à l'oscillographe par des conducteurs de quelques millimètres ou centimètres de longueur seulement. Les longs fils utilisés le plus souvent présentent fréquemment des inconvénients pour une ou plusieurs des raisons suivantes : capture de tensions de ronflement, charge capacitive ou rayonnement.

7. 51. — Difficultés occasionnées par les conducteurs longs.

Un fil long, raccordé aux deux extrémités à des circuits d'impédance élevée est susceptible de recueillir par induction électrostatique (capacitive) des tensions de ronflement provenant des champs à la fréquence du secteur dans lesquels baignent en permanence les circuits à étudier placés dans des laboratoires et des locaux industriels (fig. 7-51a). Du fait que l'induction est électrostatique, la teneur en harmoniques du signal induit par le secteur est fortement exagérée, ce qui donne au signal décrit sur l'écran de l'oscillographe un aspect dentelé.

La capacité à la terre supplémentaire due aux longs fils reliant les circuits étudiés à l'oscillographe (en particulier quand on utilise des fils blindés pour essayer de supprimer l'induction à la fréquence du secteur) déformera la réponse aux phénomènes

(2) C'est exactement le procédé utilisé pour les récepteurs de télévision d'appartement (note du trad.)

transitoires rapides des circuits à large bande. En outre, si l'on étudie la tension aux bornes d'un circuit accordé, la capacité d'entrée de l'oscillographe, y compris les connexions, désaccordera le circuit et faussera les résultats des mesures.

Si l'on étudie les oscillations qui se produisent dans un circuit comportant une rétro-action due à un couplage capacitif parasite, un long fil non protégé modifiera le couplage dans une proportion

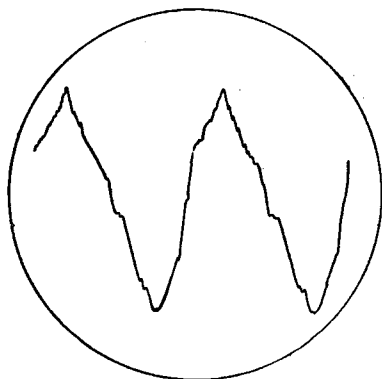


FIG. 7-51 *a*. — Induction électrostatique par la tension du secteur.

telle que les oscillations pourront cesser, de telle sorte qu'il sera impossible de constater leur présence, leur forme, leur fréquence, etc. à l'aide de l'oscillographe. Par contre, un long fil peut provoquer l'amorçage d'oscillations dans un circuit normalement stable, donnant ainsi lieu à des erreurs.

7. 52. — Sonde de faible capacité.

Un des procédés les plus simples pour remédier à ces diverses difficultés consiste à utiliser une sonde de faible capacité, qui consiste en un atténuateur capacitif compensé placé à l'entrée d'un câble blindé (fig. 7-52*a*). Les capacités d'entrée de l'oscillographe et du câble sont comprises dans les capacités en parallèle. Si la construction est très soignée, et si l'on admet un affaiblissement de 10 à 1, la capacité d'entrée de la sonde sera de l'ordre de 3 à 5 pF. Ces sondes ont des caractéristiques excellentes jusqu'aux

fréquences les plus élevées. La faible capacité d'entrée de la sonde et le blindage sont, toutefois contrebalancés par l'affaiblissement.

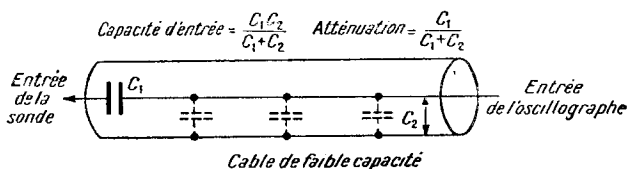


FIG. 7-52 a. — Sonde à faible capacité.

7. 53. — Sonde à tube d'entrée à charge cathodique.

Pour supprimer l'affaiblissement inhérent à l'utilisation de la sonde à faible capacité, on a parfois avantage à utiliser les propriétés du circuit amplificateur à charge cathodique (fig. 7-53a).

L'amplificateur à charge cathodique a une impédance d'entrée élevée, un gain très voisin de un, et une très faible impédance de sortie. La caractéristique de fréquence est satisfaisante tant que la réactance de la capacité de sortie est au moins de l'ordre de $\frac{10}{S}$, S étant la pente du tube en ampères par volt. Si l'on utilise, par exemple, deux moitiés de 6J6 placées en parallèles, avec un

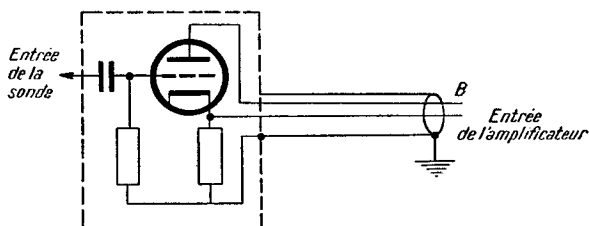


FIG. 7-53 a. — Sonde à « cathode follower ».

câble blindé de 40 pF, la fréquence maximum utilisable sera de l'ordre de 30 MHz, ce qui est en général plus que suffisant pour un oscillographe à large bande.

Bien que la capacité d'entrée soit inférieure à celle d'une sonde à câble blindé, et même à celle de longs fils nus, l'étagé à

charge cathodique a une capacité d'entrée un peu plus grande que la sonde à atténuateur de la section précédente. Toutefois, les sondes avec tube à charge cathodique sont très incommodes, à cause de l'encombrement et du poids du tube, qui doit être blindé, et des trois conducteurs supplémentaires pour l'alimentation du filament et de l'anode.

7. 54. — Sonde à faible capacité doublement blindée.

Bien que sa largeur de bande soit beaucoup plus faible que dans le cas de la sonde à charge cathodique, et sa capacité d'entrée plus élevée, cette sonde présente l'avantage que le tube n'est pas à l'extrémité « de travail » de la sonde, mais à l'extrémité fixe, ou même à l'intérieur de l'oscillographe.

Le câble de la sonde est doublement blindé (fig. 7-54a), les deux blindages étant séparés l'un de l'autre. Le blindage intérieur

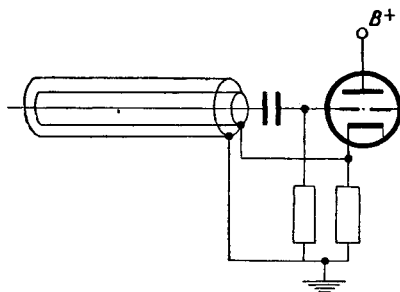


FIG. 7-54 a. — Sonde à double blindage.

est relié à la cathode du tube à charge cathodique, tandis que le blindage extérieur est relié au sol. La capacité effective du conducteur de grille au blindage intérieur est multiplié par le facteur $\frac{1}{A}$, où A est le gain de grille à cathode du tube à charge cathodique. Ce gain est d'autant plus élevé que la charge du circuit de sortie est plus faible, et que le coefficient d'amplification μ du tube est plus élevé. Il est donné par la formule approchée :

$$A = \frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{R_k \cdot S}{1 + S \cdot R_k} \quad 7.54 A$$

Dans le cas d'une 6J6 ayant ses deux sections en parallèle, et une résistance de cathode $R_k = 10\,000\ \Omega$, le gain sera de 0,965. Si l'on admet de plus que la capacité entre le conducteur central et l'écran est de 40 pF, la capacité effective sera de $(1 - 0,965) \times 40 = 1,4$ pF. Il faut ajouter à cette quantité la capacité de la grille de l'étage à charge cathodique par rapport au sol, qui peut atteindre 8 à 10 pF.

A cause du blindage extérieur, qui est nécessaire pour empêcher le blindage intérieur de rayonner, la capacité de la cathode par rapport à la masse est considérablement accrue. Tandis que la largeur de bande pourrait atteindre 30 MHz pour la sonde à tube à charge cathodique, les deux blindages portent la capacité à 200 pF, réduisant ainsi la largeur de bande à 6 MHz (d'après la critère X_c (réactance capacitive) = $10/S$) (1).

7. 55. — Sonde à détecteur.

Il arrive souvent qu'on désire « voir » un signal H.F. dont la fréquence d'onde porteuse est en dehors de la bande passante de l'oscillographe. Ce signal peut provenir d'un wobulateur (ou générateur à fréquence glissante (§ 7.7) ou d'une onde porteuse modulée. On doit, dans ce cas, redresser le signal juste en amont du point étudié (fig. 7-55a). Une diode au germanium est ce qui convient le mieux car elle ne demande aucun courant de chauffage, contrairement à la diode électronique. Si l'on n'a pas besoin d'une large bande de fréquence (10 kHz par exemple) l'impédance de la sonde peut être rendue très élevée. Une cons-

(1) Cette réduction de la capacité entre l'entrée et la sortie caractérise tous les amplificateurs à contre réaction, lorsque, au lieu de prendre la tension de contre réaction sur la résistance de cathode, on la prend en un point servant de prise pour le blindage. On remplacera le gain A de l'amplificateur à charge cathodique par le facteur bien connu $A\beta$, où A est le gain de l'amplificateur à contre réaction, et β le quotient de la tension de contre-réaction par la tension de sortie. Si l'on utilise pour la contre-réaction une tension égale au $\frac{1}{200}$ de la tension de sortie d'un amplificateur de gain 10 000, on réduit la capacité du conducteur intérieur par rapport au blindage dans le rapport de $\frac{1}{1+A\beta} = \frac{1}{1+50} \approx 0,02$. Un point commode pour le branchement du blindage serait la cathode commune de l'amplificateur à contre-réaction de la figure V. 221b. On n'a pas fait cette remarque au cours de l'étude des amplificateurs au Chapitre V, parce qu'on n'utilise pas actuellement cette disposition dans les oscillographes, malgré les avantages qu'elle présente.

truction soignée permet d'élever l'impédance d'entrée à une valeur correspondant à $1\text{ M}\Omega$ shunté par 5 pF seulement — cette équivalence étant valable jusqu'à quelques dizaines de mégahertz. Lorsque la fréquence augmente encore, la composante « résistance » de l'impédance d'entrée diminue — en raison inverse de la fréquence — à cause des pertes diélectriques dans l'isolant de la sonde.

La tension de crête appliquée à la diode au germanium est inférieure à celle appliquée à une diode électronique, et, en général, comprise entre 60 et 80 V.

Une tension plus élevée risquerait d'endommager le cristal.

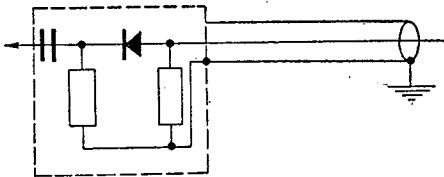


FIG. 7-55 a. — Sonde redresseuse.

Il n'y aura pas lieu, toutefois de lui appliquer des tensions plus élevées — car on appliquerait ces dernières directement aux plaques déflectrices. Pour les largeurs de bandes supérieures à 10 kHz , il faudra réduire en conséquence l'impédance de la sonde. Toutefois les circuits étudiés dans ces conditions auront également des impédances plus faibles, si bien que cela n'aura pas de conséquences fâcheuses.

7.6. — Commutateur électronique et générateur d'ondes rectangulaires.

Il arrive souvent qu'on désire observer 2 signaux à la fois. On peut, pour cela, utiliser un oscillographe à deux faisceaux qui est, en fait, constitué par deux oscillographes distincts dans un même tube cathodique (§ 7-2221) ou un commutateur électronique.

Un commutateur électronique comprend deux amplificateurs dont les sorties sont branchées en parallèle, plus un multivibrateur servant à commuter alternativement les deux amplificateurs, de telle sorte que la tension de sortie se compose de portions

successives des deux signaux appliquées aux grilles de l'amplificateur. De plus, les réglages de gain sont indépendants, et une commande ajuste les courants appliqués aux deux amplificateurs de manière à pouvoir agir sur la hauteur relative des deux portions (fig. 7-6a et 7-6b). Naturellement, les rapports des fréquences fondamentales des deux signaux doivent pouvoir s'écrire sous forme d'une fraction rationnelle telle que $1/2$, $3/4$, etc, si les images de ces deux signaux doivent rester immobiles sur l'écran. Certains commutateurs électroniques, comme celui

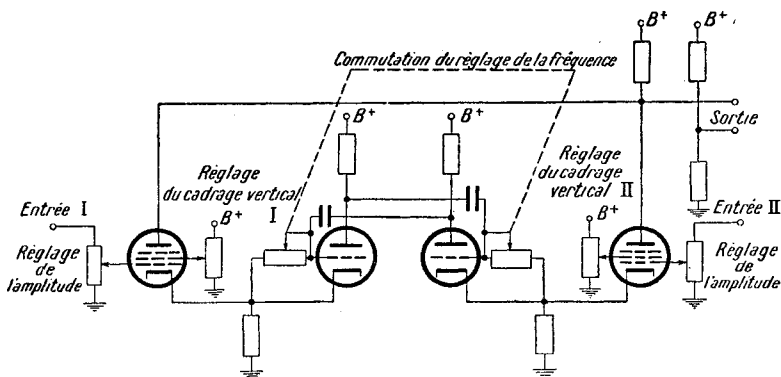


FIG. 7-6 a. — Circuit de commutateur électronique.

représenté par la figure 7-6a sont susceptibles de transmettre la composante continue des signaux.

Il existe deux procédés fondamentaux d'utilisation du commutateur électronique. Le premier est applicable quand les fréquences des signaux sont beaucoup plus faibles que la fréquence maximum de commutation réalisable. On ajuste dans ce cas la fréquence de commutation sur une valeur au moins dix fois supérieure à celle du signal, sans synchronisation. Les diverses portions de chacun des deux signaux tendent à se confondre, et l'on obtient des images continues des deux signaux. Plus rapport $\frac{\text{fréquence de commutation}}{\text{fréquence de signal}}$ est élevé, meilleur est le mélange des segments.

Si la fréquence des signaux tend vers la limite supérieure de la fréquence de la commutation électronique, il est préférable de

synchroniser le commutateur sur un des signaux qu'on veut observer, en choisissant une cadence telle qu'un balayage de la base de temps de l'oscillographe nous montre un signal complet. Comme les cathodes sont communes, le commutateur électronique, représenté sur la figure 7-6a tendra à se synchroniser sur le signal. Il existe d'autres types de commutateurs électroniques qui ne se synchronisent pas d'eux-mêmes, et il sera alors

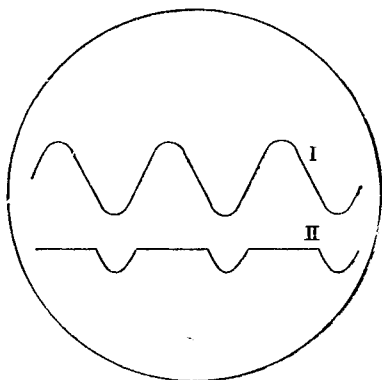


FIG. 7-6 b. — Résultats qu'on peut obtenir avec un commutateur électronique.

nécessaire de les transformer. Il y aura intérêt à ce point de vue à revoir les principes du multivibrateur et de la synchronisation, indiqués au chapitre VI.

Si l'on ramène au minimum les commandes de gain à l'entrée de l'appareil, on peut se servir du commutateur électronique comme d'un simple générateur de signaux rectangulaires pour étudier la réponse en régime transitoire de circuits électriques. Ce n'est évidemment possible que si l'impulsion de commutation est constituée exclusivement par un signal rectangulaire. Malheureusement, tous les commutateurs électroniques ne donnent pas une forme d'onde aussi pure, mais, dans ce cas, ils ne constituent même pas de bons commutateurs.

7. 61. — Les comparateurs électroniques industriels.

Bien qu'on ait surtout étudié le commutateur électronique pour l'observation simultanée de deux signaux électriques

produits au cours de recherches, ou de travaux de mise au point, électroniques, on l'a employé avec beaucoup de succès pour des mesures industrielles. Un commutateur électronique à trois voies affiche successivement sur l'oscillographe les trois figures correspondant à la tolérance minimum, la tolérance maximum et à la pièce ou au matériau réellement essayé. On voit ainsi apparaître sur l'écran de l'oscillographe un oscillogramme correspondant aux trois courbes, de telle sorte que l'opérateur procédant à l'essai peut constater instantanément si l'élément essayé est ou non dans les

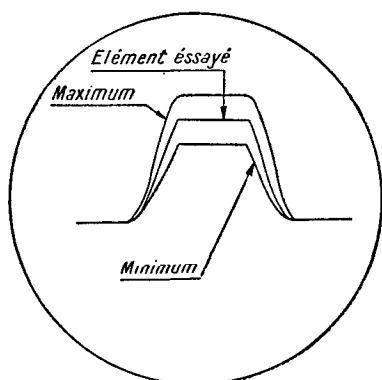


FIG. 7-61 a. — Comparateur électronique.

limites des tolérances (fig. 7-61a). Il n'est pas obligatoire que cette commutation soit électronique ; suivant la nature de la mesure, elle peut être mécanique ou photoélectrique, etc. Toutefois on obtient, dans chaque cas, trois courbes, dont deux correspondant aux tolérances, et la troisième au matériau ou à la pièce soumis à ce moment à l'essai.

7. 7. — Appareils destinés à déterminer les courbes de réponse en fréquence.

Un des procédés les plus employés d'étude des systèmes physiques consiste à se servir de leur courbe de réponse en fréquence. Si l'on applique une force d'amplitude maximum constante variant suivant une loi sinusoïdale à l'entrée d'un système, on observe que les grandeurs qui nous intéressent à la sortie sont fonction de la fréquence. Dans l'étude des circuits

électriques, en particulier, les quantités qui nous intéressent, tant à l'entrée qu'à la sortie, sont les tensions et les courants. On se limitera, dans ce qui va suivre, à l'étude des circuits électriques, bien que ces principes s'appliquent à tous les systèmes pour lesquelles les courbes de réponse en fréquence présentent de l'intérêt (p. ex. les servomécanismes).

Si l'on utilise un appareil approprié, on peut tracer directement sur l'oscillographe une courbe de réponse complète; on mettra, de cette manière, directement en évidence les effets de n'importe quels changements apportés aux constantes du système au

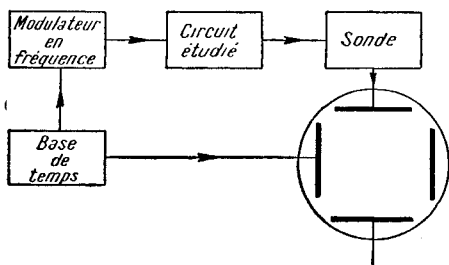


Fig. 7-7 a. — Schéma fonctionnel d'un appareil de détermination des courbes de réponse.

cours des recherches. Les oscillations du générateur utilisé « balayent » toute la bande de fréquences intéressante, et l'on appelle, pour cette raison, cet appareil « générateur à balayage de fréquence ».

On peut résumer en trois équations le fonctionnement des générateurs à balayage de fréquence.

$$\Delta\omega = f(t) \quad 7.7 A$$

$$e_x = a \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad 7.7 B$$

$$|e_y| = |Z(\omega)| \quad 7.7 C$$

où $\Delta\omega$ est l'écart de fréquence instantané, a un coefficient de proportionnalité et $|Z(\omega)|$ le module de la grandeur qui nous intéresse à la sortie, en fonction de la fréquence f ($f = \frac{\omega}{2\pi}$).

Ces trois équations se rapportent aux trois éléments fonctionnels d'un mesureur de courbes de réponse en fréquence (fig. 7-7a). C'est ainsi que l'équation 7.7 A se rapporte au générateur de fréquence de balayage, et énonce que la déviation instantanée de fréquence par rapport à la porteuse est fonction du temps ; l'équation 7.7 B se rapporte à la base de temps de l'oscillographe, et indique que la déviation suivant l'axe XX' est proportionnel à la déviation de fréquence instantanée relative ; l'équation 7.7 C se rapporte à la sonde branchée à la sortie du circuit étudié, et énonce que la tension de déflexion suivant YY' doit être proportionnelle au module de la réponse du circuit à une fréquence donnée.

7.71. — Modulateurs.

Il existe deux types fondamentaux de modulateurs à savoir ceux dans lesquels la fréquence instantanée dépend d'une tension ou d'un courant de modulation, et ceux dans lesquels la fréquence instantanée est fonction de la position angulaire d'un condensateur rotatif entraîné par un moteur.

Il existe également deux procédés fondamentaux d'utilisation de la tension de sortie de l'oscillateur modulé en fréquence, dans un cas on utilise directement cette fréquence, tandis que, dans le second, on la fait interférer, dans un mélangeur, avec une tension à fréquence fixe engendrée par un oscillateur (changement de fréquence par hétérodynation). Cette dernière méthode permet d'obtenir un écart de fréquence très important par rapport à la fréquence centrale (en valeur relative).

On étudiera brièvement aux paragraphes suivants les divers types d'oscillateurs et l'utilisation des mélangeurs hétérodyne.

7. 711. — Modulation de fréquence par des procédés électriques (ou électroniques).

Ces procédés de modulation correspondent à des systèmes dans lesquels la fréquence dépend de la valeur instantanée d'une tension ou d'un courant de modulation. Certains procédés sont purement électroniques, d'autres reposent sur l'utilisation de réactances non linéaires, d'autres enfin utilisent des éléments électromécaniques.

On a décrit de nombreux types de modulateurs comportant un tube à réactance dans la littérature technique. Dans les circuits de ce genre, on branche une pentode à pente variable aux bornes d'un circuit accordé de manière à déphaser le courant anodique

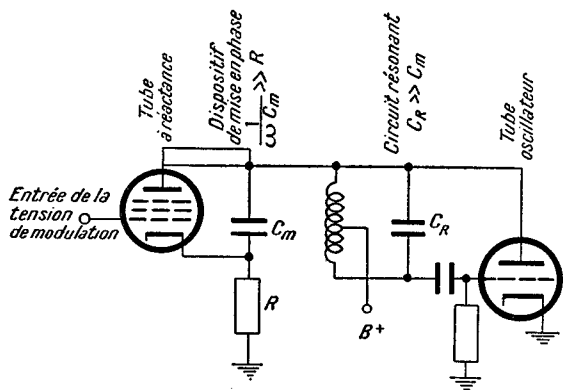


FIG. 7-711 a. — Oscillateur à tube à réactance.

de 90° par rapport à la tension aux bornes de ce circuit (fig. 7-711a). On peut faire varier la réactance équivalente ajoutée au circuit par le tube en ajustant la pente de cette pentode. Dans

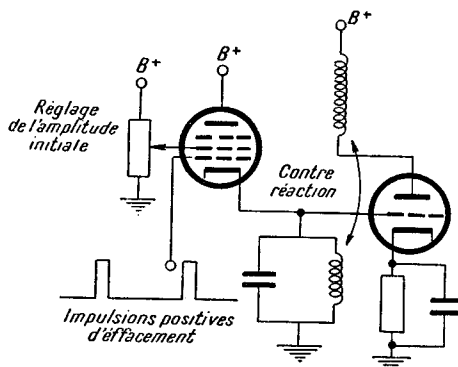


FIG. 7-711 b. — Klystron réfex.

ces conditions, la fréquence de l'oscillateur contrôlé par le circuit du tube à réactance dépend, à l'intérieur d'une bande donnée, linéairement de la tension de modulation.

Il existe, encore, d'autres types de modulateurs, fondés sur le principe des oscillateurs à résistances-capacités, dans lesquels on a remplacé les résistances par des triodes, dont on fait varier la résistance équivalente d'anode en agissant sur la tension grille. Ces dispositifs sont en général très compliqués, et ne donnent pas de meilleurs résultats que des modulateurs plus simples combinés avec un changement de fréquence.

Un autre procédé purement électronique, permettant d'obtenir des écarts de fréquence atteignant environ 100 MHz, utilise les *klystrons réflex* (fig. VII-7.11b). Si l'on charge très fortement la

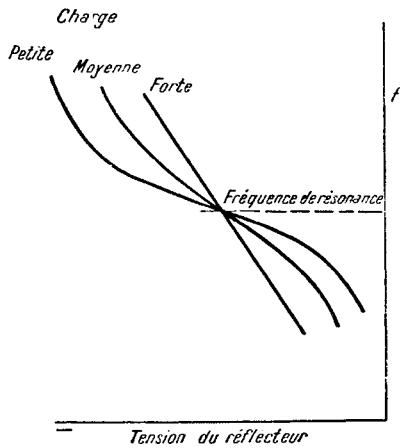


FIG. 7-711 c. — Réglage de la fréquence en agissant sur la tension du réflecteur dans un klystron réflex.

cavité résonante, la variation de fréquence en fonction de la tension du « repeller » (électrode de réflexion) est pratiquement linéaire (fig. 7-711c).

Une méthode d'obtention d'une déviation de fréquence proportionnelle au courant, et ne faisant pas appel à l'électronique consiste à utiliser un condensateur dont une armature est fixée à la bobine mobile d'un haut-parleur dont on a enlevé la membrane conique. Comme la variation de la distance entre les armatures du condensateur est faible par rapport à leur distance totale, la capacité et la fréquence seront des fonctions presque linéaires de

la distance — et par suite du courant traversant la bobine mobile. Il est évident que la capacité maximum qu'on peut obtenir avec ce système est très limitée, puisque la masse que la bobine mobile peut mettre en mouvement est limitée. On ne peut, par conséquent, employer les condensateurs à armature mue par haut-parleur qu'avec des oscillateurs à très haute fréquence (supérieure à 50 MHz environ). La meilleure méthode consiste à utiliser un oscillateur symétrique, dans lequel on peut réaliser la capacité

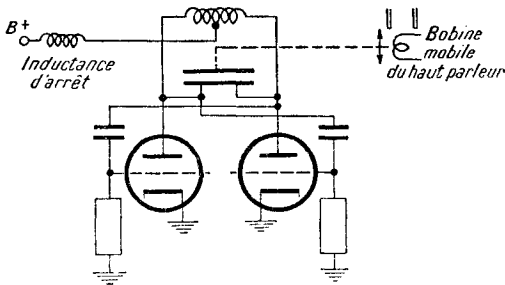


FIG. 7-711 d.

variable sous la forme d'un condensateur à double stator (fig. 7-711d). On peut supprimer ainsi toutes les connexions haute fréquence à la partie mobile.

Il existe d'autres procédés de modulation en fréquence, dans lesquels on peut utiliser des réactances à noyau de fer dont on règle la saturation à l'aide du signal de modulation, ou de nouveaux types de condensateurs céramiques (1) dont la constante diélectrique est fonction de la tension appliquée à leurs bornes [ou, plus précisément, du champ électrostatique appliqué au diélectrique (N. du trad.)].

7. 712. — Modulation en fréquence à l'aide d'un condensateur tournant.

Le principal procédé mécanique d'obtention d'une modulation linéaire en fréquence consiste à utiliser un condensateur tournant,

(1) A base de titanates des métaux alcalino-terreux tels que le baryum et le strontium (Note du traducteur).

mû par un moteur électrique tournant à vitesse constante. En utilisant des circuits appropriés, et en donnant une forme convenable aux plaques, on peut obtenir une déviation de fréquence variant linéairement en fonction du temps, et une amplitude de sortie tout à fait constante. Le circuit utilisé est semblable aux circuits utilisés pour la réalisation des bandes étalées dans les récepteurs radioélectriques d'ondes courtes.

Pour éviter d'avoir à employer des contacts glissants, on utilise à nouveau la forme de réalisation comportant un stator en deux parties — comme dans le cas cité précédemment du condensateur mû par un moteur de haut-parleur. Il est cependant inutile, aux fréquences pour lesquelles on utilise couramment ce système, d'employer des circuits symétriques. Naturellement, on fixera le rotor à un axe isolé remplaçant l'axe raccordé à la masse par la carcasse des condensateurs d'accord normaux (fig. 7-712a).

Malheureusement, ce système n'a pas la souplesse des autres, parce que l'amplitude de la déviation de fréquence et la bande de fréquences sont fixes. Lorsqu'il est possible de réaliser une commutation de bande, les conditions de réalisation d'une amplitude constante sur toute la bande sont si rigoureuses que le procédé n'est pas économique. De plus, la commutation des bandes modifie la déviation de fréquence. On peut toutefois utiliser ce système, lorsqu'il est combiné à une hétérodynation modifiant les bandes, pour des applications où l'on doit vérifier plusieurs voies correspondant à la même largeur de bande — comme dans le cas des récepteurs de télévision multi-canaux.

7. 713. — Hétérodynage (changement de fréquence).

Presque tous les types d'oscillateurs modulés en fréquence sont assez difficiles à régler si l'on désire des résultats quantitatifs. On restreint, pour cette raison, l'utilisation directe de la tension de sortie d'un oscillateur modulé en fréquence à des canaux fixes, ou à des applications dans lesquelles la déviation de fréquence est toujours assez faible par rapport à la fréquence médiane.

On fait fonctionner plus souvent l'oscillateur modulé en fréquence à fréquence médiane fixe et déviation de fréquence variable, sa tension de sortie étant hétérodynée par la tension de sortie d'un second oscillateur (fig. 7-713a). On fait ensuite

varier la fréquence de ce second oscillateur de telle manière que la fréquence de sortie du changeur de fréquence hétérodyne se trouve dans la bande cherchée.

L'exemple le plus frappant de cette manière de procéder est l'utilisation du klystron reflex mentionnée au § 7.711. Ce tube, conjugué avec un second klystron reflex à cavité accordable et à un changeur de fréquence hétérodyne à cristal permet de réaliser des déviations de fréquence atteignant 100 MHz, avec une fréquence centrale variant de 300 kHz environ à plus de 500 MHz!

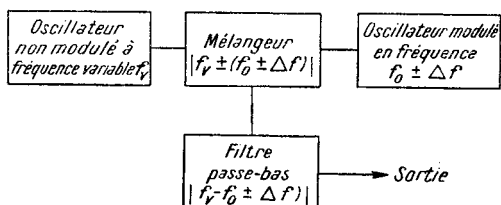


FIG. 7-713 a. — Dispositif hétérodyne pour générateurs à balayage de fréquence.

Lorsque les différences de fréquences sont faibles, les oscillations se synchronisent sur une même fréquence, et il n'y a plus de tension de sortie proprement dite.

Le changement de fréquence est donc le procédé permettant de transposer la tension de sortie du modulateur de fréquence à condensateur tournant dans les bandes choisies.

7. 72. — Déflexion dans le sens XX' .

La tension d'entrée de l'amplificateur YY' est fournie par le circuit étudié, soit directement, soit par l'intermédiaire d'une sonde redresseuse (§ 7.55). Cependant, comme l'indique l'équation 7.7B, la tension de déflexion suivant XX' doit être proportionnelle à la déviation de fréquence instantanée par rapport à la fréquence médiane du générateur de balayage. Si l'on utilise un dispositif électrique de balayage en fréquence, il est très facile d'obtenir le signal d'entrée nécessaire pour la déflexion suivant XX' . Lorsque le modulateur est commandé par une tension, on branche en parallèle l'entrée de l'amplificateur XX' et celle du

modulateur... Ceci s'applique à tous les modulateurs purement électroniques. Lorsqu'on emploie un modulateur constitué par un condensateur actionné par un moteur de haut-parleur, on peut admettre que ce modulateur est commandé par un courant, de telle sorte que la tension d'entrée de l'amplificateur XX' doit être prise aux bornes d'une résistance en série avec la bobine mobile.

Bien que le modulateur à condensateur tournant ne puisse pas constituer une source aussi commode de tension de déflection XX' ,

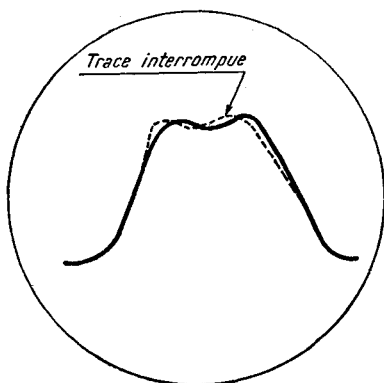


FIG. 7-72 a. — Double image résultant de la modulation sinusoïdale du générateur à balayage de fréquence.

sa linéarité nous permet d'employer la base de temps linéaire normale. Il suffit tout simplement d'obtenir une impulsion de synchronisation appropriée, qui peut être fournie par un couple de contacts actionnés par une came sur le rotor.

Il est facile d'employer les générateurs de fréquence de balayage à commande électronique avec une modulation en dents de scie, et, par conséquent avec une tension de déflection XX' en dents de scie. En fait, si l'appareil de détermination des courbes de réponse en fréquence ne comporte pas de source intérieure de modulation, on peut utiliser dans ce but une partie de la tension de la base de temps.

Le modulateur à condensateur commandé par une bobine mobile de haut parleur peut fonctionner en appliquant une tension sinusoïdale à la bobine mobile, pour éviter les chocs

mécaniques résultant du « retour » rapide de la dent de scie. On obtient cependant dans ce cas deux images superposées. Cela ne serait pas gênant si ces images étaient identiques ; mais ce n'est pas le cas : il y a de légers déphasages qui tiennent à ce que la modulation en fréquence n'est pas infiniment lente, et à de petites différences dans les caractéristiques de la sonde détectrice pour les enveloppes montantes et des enveloppes descendantes. Afin d'éviter toute confusion il y a généralement avantage à utiliser la modulation d'intensité pour effacer une des traces (fig. 7-72a).

7. 73. — Questions d'ordre général relatives à l'emploi des appareils de détermination de la courbe de réponse en fréquence.

Il reste à traiter plusieurs questions au sujet de l'utilisation pratique des appareils de détermination de la courbe de réponse, en particulier le choix de la fréquence de balayage et des fréquences d'étalement.

7. 731. — Choix de la fréquence de balayage.

La cadence de répétition du balayage en fréquence est assez nettement définie par deux facteurs. D'une part, elle doit être aussi basse que possible, puisque la réponse, en régime transitoire, des circuits aux signaux de fréquence rapidement variable, met également en jeu une variation d'amplitude. Plus la fréquence de modulation est élevée, plus il y a de chances que la caractéristique étudiée soit déformée. Évidemment, la déformation afférente à une fréquence de balayage donnée sera également fonction de la largeur de bande du circuit étudié, ainsi que du rapport de l'excursion de fréquence totale à cette largeur de bande.

La déformation due aux transitoires se produit dans des régions de la caractéristique où l'amplitude est rapidement variable. Si le temps de montée qu'exige l'enveloppe du signal modulé en fréquence se rapproche du temps de montée du circuit pour les signaux normaux, il en résulte une déformation par les phénomènes transitoires.

Lorsqu'on essaie de diminuer autant que possible la fréquence de balayage, on doit tenir compte de la réponse en régime transitoire de l'oscillographe lui-même pour les fréquences basses. Si

l'on applique la tension de sortie du circuit à étudier directement aux bornes d'entrées de l'amplificateur YY' , la tension alternative du signal résultant est amplifiée normalement, et il est inutile de prendre des précautions spéciales. Cependant, lorsqu'on utilise une sonde redresseuse pour obtenir une courbe de réponse constituée par une enveloppe, l'impulsion subséquente peut être fortement déformée par suite d'une amplification basse fréquence défectueuse dans l'oscillographe (§ 233 et fig. 7-731a).

Un second problème lorsqu'on utilise de fréquences basses est

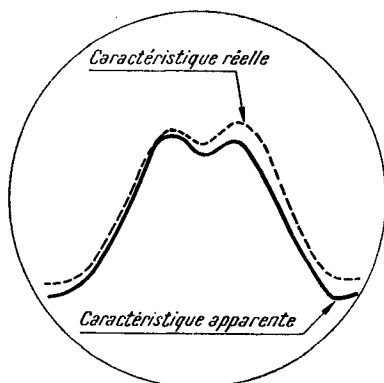


FIG. 7-731 a. — Déformation de la caractéristique de fréquence correspondant à une faible fréquence de balayage.

celui de la distorsion produite par les tensions de ronflement. Lorsque la fréquence de balayage est voisine de la fréquence de balayage ou de ses harmoniques inférieurs, les tensions de ronflement qui sont obligatoirement captées entraînent les conséquences suivantes : les cycles successifs de la caractéristique sont différents, et il devient, par suite, difficile de lire le diagramme sur l'écran.

La fréquence de balayage, choisie en général à titre de compromis, en tenant compte des divers facteurs mis en jeu, est la fréquence du secteur elle-même. Toutefois, lorsqu'on étudie par ces procédés des amplificateurs basse fréquence en partant de très basses fréquences, la cadence de répétition doit être plus basse — on ne doit pas balayer les fréquences les plus basses avec une vitesse telle que la fréquence change de façon appréciable au

cours d'un cycle. Par conséquent, il faut choisir pour cette application plutôt une échelle logarithmique de fréquences qu'une échelle linéaire. On peut employer le dispositif à condensateur tournant en choisissant convenablement la forme des lames, et un oscillateur à fréquence fixe avec lequel on le fait battre de manière à décrire toute la gamme des fréquences acoustiques. On appliquera ici directement le signal sans le redresser, si bien qu'une faible cadence de répétition ne causera pas de difficultés en ce qui concerne la déformation de l'enveloppe du fait d'une mauvaise réponse en basse fréquence de l'oscillographe.

7. 732. — Étalonnage en fréquence.

Il n'est pas, en général, possible d'étalonner un générateur à balayage de fréquence en fonction de la fréquence médiane et de la déviation de fréquence, de manière à pouvoir déterminer directement la fréquence en fonction de la déflexion horizontale. Un

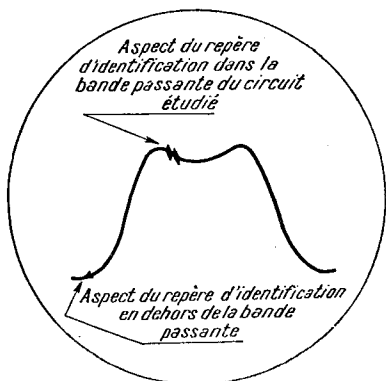


FIG. 7-732 a. — Crochet d'étalonnage pour générateur de fréquence de balayage.

procédé simple d'étalonnage en fréquence consiste à appliquer un petit signal provenant d'un générateur d'essai auxiliaire du circuit étudié. Lorsque l'amplitude du signal d'étalonnage est de l'ordre du dixième de celle du signal étudié, la partie de la courbe caractéristique pour laquelle la fréquence instantanée est égale à celle du générateur d'essai utilisé pour l'étalonnage sera marquée par un petit « crochet » représentant le battement zéro

des deux signaux, lorsqu'on utilise une sonde redresseuse (fig. 7-732a). La meilleure manière d'appliquer le signal auxiliaire d'étalonnage consiste à opérer par rayonnement, de manière à perturber au minimum le circuit étudié. On approche un conducteur dans lequel circule le signal d'étalonnage — provenant d'un générateur d'essai — près d'un élément à faible niveau de l'amplificateur, la grille du tube d'entrée, par exemple.

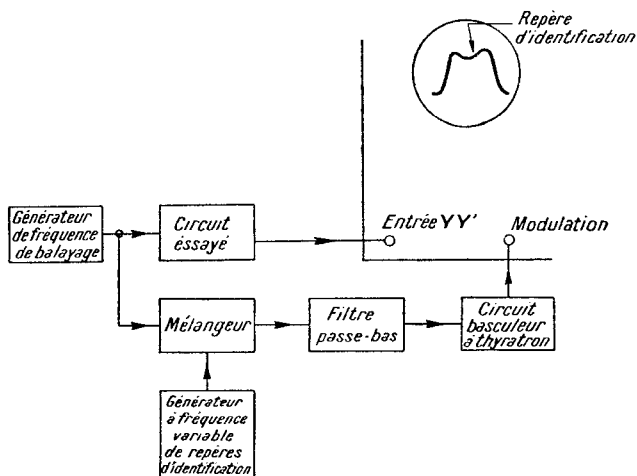


FIG. 7-732 b. — Dispositif d'étalonnage de fréquence par battement zéro.

Lorsqu'on n'emploie pas de sonde redresseuse, — avec des générateurs à balayage de fréquence « acoustique » (30-15 000 Hz) ou « vidéo » (15 Hz à 7 ou 14 MHz), et des oscillographes appropriés — il faut utiliser une méthode différente, qu'on peut d'ailleurs utiliser, en général, même avec des sondes redresseuses, et qui donne des résultats très précis : on fait interférer le signal de mesure avec la fréquence d'étalonnage dans un circuit auxiliaire, et l'on applique le signal résultant, à travers un filtre passe-bas, à un thyatron — afin d'amorcer ce dernier. On peut utiliser l'impulsion consécutive à cet amorçage pour court-circuiter momentanément l'entrée de l'amplificateur yy' , ou pour effacer la trace (fig. 7-732b). Cette indication apparaît évidemment à l'instant du battement zéro entre le signal étudié

et le générateur d'étalonnage, et présente l'avantage de ne pas déformer la caractéristique étudiée — comme le fait la méthode plus grossière décrite en premier.

7. 733. — Influence des caractéristiques de la sonde.

Il ne faut pas oublier que l'élément redresseur de la sonde n'est linéaire que pour des tensions d'entrée élevées. Si la tension à l'entrée de cette sonde est trop faible, et si l'on a besoin d'une amplification importante dans l'oscillographe, la courbe caractéristique sera fortement déformée. Outre la déformation provenant de la caractéristique du redresseur, la charge du circuit de mesure due à la sonde occasionnera une distorsion supplémentaire des petits signaux, à cause de la résistance faible et variable de l'élément redresseur pour les signaux faibles.

7. 734. — Influence des harmoniques.

Il est difficile, surtout avec les générateurs interférentiels (hétérodyne) d'éviter la présence d'une composante de faible

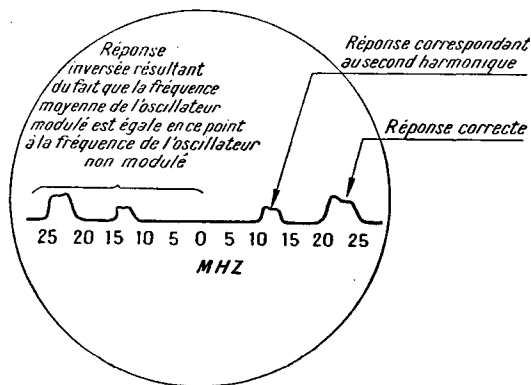


FIG. 7-734 a. — Exemple de signal parasite constitué par le second harmonique et résultant d'une déviation de fréquence excessive.

amplitude constituée par le second harmonique du signal modulé en fréquence. Lorsque l'on étudie des circuits dans une bande relativement étroite, cet harmonique n'est guère gênant. Toute-

fois, lorsqu'on étudie des circuits à large bande, si ce second harmonique se trouve également dans la bande passante, il en résultera une légère déformation de la caractéristique. L'auteur a observé un exemple intéressant des effets provoqués par ce second harmonique dans le cas d'un signal à balayage de fréquence en étudiant un amplificateur I.F. (ou M.F.) de télévision à l'aide d'un générateur d'essai à klystrons. La largeur de bande de l'amplificateur était de 4,5 MHz dans la bande 21-26 MHz. Du fait de l'importance de l'harmonique 2 du signal, et de la très grande étendue du balayage — dépassant manifestement 60 MHz, on obtenait la trace représentée sur la figure 7-734a. On notera que la fréquence apparente de l'image engendrée par l'harmonique 2 est égale à la moitié de celle que devrait avoir réellement l'image.

Lorsqu'on se sert de générateurs à balayage de fréquence balayant une large bande, comme c'est le cas avec le modèle à klystrons, des signaux parasites de ce genre peuvent entraîner des erreurs importantes si l'on ne prend pas toutes les précautions nécessaires dans l'établissement du montage et l'analyse des résultats.

7. 8. — Étalonnage en amplitude.

Si l'amplificateur de l'oscillographe a un gain constant sur la totalité de la bande de fréquences utilisée, on peut l'utiliser comme voltmètre de crête précis, à impédance d'entrée élevée. Il suffit d'étalonner les hauteurs des signaux sur l'écran. Même si l'on a étalonner les commandes de gain en volts de crête à crête par centimètre, il est nécessaire de posséder un dispositif auxiliaire d'étalonnage, car l'étalonnage des commandes n'est, dans le meilleur cas, qu'approximatif.

Le procédé le plus commode d'étalonnage de l'oscillographe consiste à employer un diviseur de tension réglable alimenté par un transformateur raccordé au secteur, avec un voltmètre redresseur incorporé, étalonner en volts de crête à crête. Lorsqu'on remplace le signal, aux bornes d'entrée de l'amplificateur YY' par la tension d'étalonnage, et qu'on ajuste cette dernière de manière à obtenir la même hauteur globale que pour le signal, on peut lire l'amplitude du signal sur le voltmètre. Il est commode d'effectuer cette mesure sans base de temps (déflexion suivant XX'), de

manière à dessiner une simple trace verticale, ou avec une base de temps réglée sur une fréquence très différente de celle du signal, sans synchronisation, de manière à former un rectangle fluorescent sur l'écran.

Certains oscillographes comportent des dispositifs d'étalonnage incorporés. Ceci peut paraître un avantage, mais encore faut-il que ces dispositifs soient conçus rationnellement. L'oscillographe *RCA 715 A* comporte un dispositif d'étalonnage incorporé. Malheureusement comme il comprend aussi une sonde à atténuateur, il est nécessaire de commuter les signaux à l'entrée de la sonde, et il s'ensuit que celle-ci est très encombrante et compliquée avec ce commutateur ; de plus le câble la reliant à l'appareil comprend des conducteurs secteur plus d'autres transmettant les signaux.

7. 9. — Déplacement du signal d'entrée dans le temps.

Il existe de nombreuses applications des oscillographes où il est nécessaire de déplacer le signal d'entrée dans le temps ; ceci peut être sous la forme de la répétition régulière d'un phénomène transitoire unique, de telle sorte qu'on peut l'observer sur l'écran pendant une période assez longue ; on peut aussi modifier l'échelle des temps, si bien qu'on peut observer un signal très long sur une base de temps normale ; on peut également retarder un peu le signal, de manière à permettre le déclenchement de la base de temps par le signal lui-même, ou prévoir un dispositif d'enregistrement du signal après qu'il s'est produit.

7. 91. — Enregistreur de phénomènes transitoires.

Lorsqu'on utilise l'oscillographe pour l'étude de phénomènes transitoires non récurrents, d'une durée inférieure à 0,06 s, il y a intérêt à disposer d'un moyen de les enregistrer. On pourrait évidemment les photographier, à l'aide d'un film à mouvement continu, et sans base de temps. Un autre procédé, récemment mis au point consiste à utiliser un dispositif d'enregistrement magnétique des transitoires, constitué par un ruban magnétique sans fin, à vitesse variable. Lorsqu'on a enregistré ce transitoire sur ce ruban, on peut le reproduire indéfiniment à grande vitesse, et le faire apparaître sur l'oscillographe sous la forme d'une courbe fixe et périodique, permettant ainsi une observation détaillée.

On peut ensuite photographier de la manière habituelle les transitoires qu'on désire enregistrer.

On peut utiliser l'enregistreur à ruban magnétique avec un balayage déclenché, commandé par une impulsion convenable enregistrée sur le ruban *après* le transitoire. On règle la longueur de la base de temps de manière que le signal occupe tout l'écran. On peut déplacer dans le temps l'impulsion de déclenchement, et étaler la base de temps pour un examen détaillé mais on détruit évidemment, en opérant ainsi, la partie de l'enregistrement où figure l'impulsion de déclenchement. Les appareils auxiliaires à ruban magnétique pour oscillographes sont dans une phase d'évolution rapide, et il est possible d'imaginer beaucoup de variantes à partir de ce dispositif de base.

7. 92. — Ligne à retard.

Lorsqu'on étudie des transitoires rapides susceptibles d'être observés directement sur l'écran de l'oscillographe, on perd souvent l'extrémité antérieure ou « front » du signal, lorsque c'est ce front lui-même qui déclenche le balayage. Un procédé pour remédier à cet inconvénient consiste à retarder le signal entre l'endroit du déclenchement et les plaques de déflexion. Comme le déclenchement d'un balayage unique peut se produire en une fraction de microseconde, il est inutile que le retard soit très grand. Il suffit, en général, de moins d'une seconde à cinq microsecondes suivant la forme d'onde à observer et la manière dont elle agit sur le déclenchement.

Si l'amplitude du signal est suffisante pour commander le circuit « extérieur » de synchronisation, on peut placer la ligne à retard à l'extérieur, en branchant son entrée en parallèle sur l'entrée de la synchronisation, et en raccordant sa sortie à l'entrée de l'amplificateur YY' . Lorsqu'on ne disposera pas d'une amplitude suffisante, il sera nécessaire d'employer un amplificateur de synchronisation pour fournir la tension d'entrée au circuit de synchronisation extérieur.

Les lignes à retard artificielles sont constituées en général par des filtres passe-bas comprenant de nombreuses cellules de haute qualité, de telle sorte que les pertes totales sont très faibles, tandis que les retards individuels de toutes les cellules s'ajoutent,

ce qui permet d'obtenir un retard ayant la valeur nécessaire (fig. 7-92a).

Le retard par cellule est inversement proportionnel à la fréquence de coupure de la dite cellule. Afin d'obtenir une reproduction fidèle des transitoires très rapides, la fréquence de coupure de la ligne à retard doit être choisie beaucoup plus grande que la fréquence de coupure de l'oscillographe.

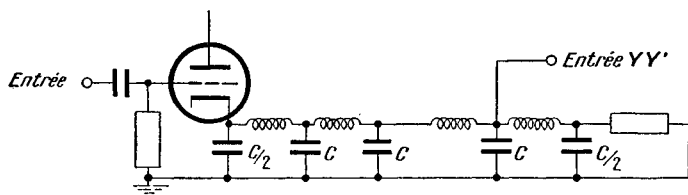


FIG. 7-92 a. — Filtre à ligne à retard.

Les équations fondamentales des filtres de lignes à retard sont les suivantes :

$$\left. \begin{aligned} \Delta\tau &= \sqrt{LC} \\ R &= \sqrt{\frac{L}{C}} \\ n &= \frac{T}{\Delta\tau} \end{aligned} \right\} 7.92 A$$

$\Delta\tau$ étant le retard, en secondes, par cellule, L (en henrys) et C (en farads) sont respectivement, l'inductance et la capacité des cellules intermédiaires de la ligne, R (en ohms) son impédance itérative ou terminale, et T le retard total.

Le retard $\Delta\tau$ par cellule doit être petit par rapport à l'inverse de la fréquence de coupure.

L'impédance itérative de la ligne doit être suffisamment faible pour que la capacité d'entrée de l'oscillographe, comprise dans la capacité de la cellule correspondante de la ligne n'introduise pas de discontinuité. On peut ajouter quelques cellules au delà du point de raccordement de l'oscillographe pour assurer une meilleure terminaison. Pour qu'elle présente une impédance élevée au circuit à étudier, il faut exciter la ligne à retard par un étage à charge cathodique. On incorpore en général une ligne à retard dans les synchronoscopes.

7. 93. — Enregistreur oscillographique « à mémoire ».

Lorsqu'on enregistre des phénomènes qui se produisent à de larges intervalles et à des instants imprévisibles, par exemple des impulsions consécutives à des décharges brutales (orageuses, p. ex.) frappant des lignes de transmission, on gaspillerait énormément de pellicule si l'on voulait procéder à un enregistrement continu, en vue de photographier des décharges relativement peu nombreuses susceptibles de se produire pendant une longue période de temps. D'autre part, un dispositif déclenché par l'impulsion elle-même perdrait le début de l'impulsion, à savoir

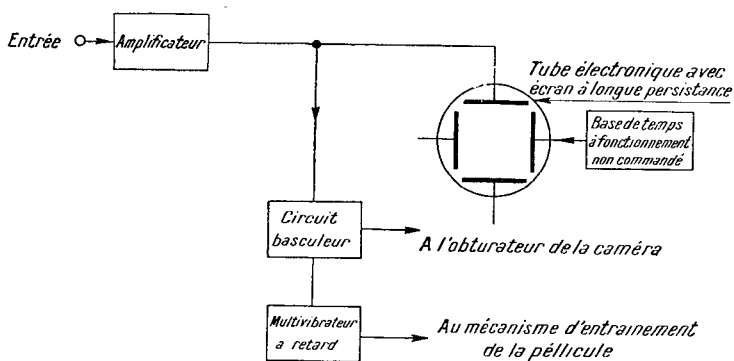


FIG. 7-93 a. — Enregistreur avec mémoire.

la partie précédant la montée abrupte qui provoque le déclenchement. Les relations dans le temps sont telles qu'il n'est pas possible d'utiliser une ligne à retard pour provoquer l'ouverture de l'obturateur de la caméra avant que l'impulsion ne se dessine sur l'écran du tube cathodique. On pourra employer dans ce cas un tube cathodique avec un écran à longue rémanence. La base de temps, non synchronisée fonctionnera en permanence. Lorsqu'une impulsion arrive, elle déclenche automatiquement l'obturateur de la caméra. Du fait de la longue rémanence de l'écran, la partie du phénomène transitoire inscrite sur l'écran avant l'ouverture de l'obturateur est également enregistrée, même si elle est moins visible. On laisse l'obturateur ouvert suffisam-

ment longtemps pour enregistrer les transitoires de la durée maximum prévue. A la fin de l'exposition, la pellicule peut être transportée automatiquement, pour permettre un nouvel enregistrement. La figure 7-93a représente un schéma fonctionnel de ce dispositif.

On peut inclure dans le champ de la photographie un chronomètre pour indiquer l'instant de l'exposition. Des types appropriés d'écran permettront d'obtenir des « mémoires » jusqu'à 50 ms autrement dit, la rémanence de ces écrans est telle qu'on peut enregistrer sur la pellicule une trace décrite jusqu'à 50 ms avant le début de l'ouverture de l'obturateur.

CHAPITRE VIII

ÉTALONNAGE ET MAINTENANCE DES OSCILLOGRAPHES CATHODIQUES

8. 1. — Contrôle sommaire du fonctionnement d'un oscillographe.

La première fois qu'on se sert d'un oscillographe neuf auquel on n'est pas habitué, il faut s'habituer à faire fonctionner toutes ses commandes, et, s'assurer en même temps qu'elles sont (ainsi que l'ensemble de l'oscillographe) en état de marche. Naturellement, on lira, s'il existe, le manuel d'instruction, avant de commencer les essais. En l'absence d'instructions spéciales pour la vérification initiale de l'oscillographe, on procédera de la manière indiquée ci-après.

8. 11. — Interrupteur secteur.

Avant de mettre sous tension l'oscillographe pour la première fois, ou placera la commande de luminosité dans sa position extrême dans le sens inverse d'horloge ou « position minimum », on amènera les commandes de cadrage XX' et YY' à peu près au milieu de leurs courses, et l'on placera au minimum la commande d'amplitude YY' (verticale). Ne pas oublier de placer le commutateur-sélecteur de la base de temps sur la position « base de temps linéaire ». Vérifier la tension du secteur, raccorder le cordon secteur à la prise de courant correspondante, et fermer le circuit avec l'interrupteur secteur.

Cet interrupteur secteur peut être disposé de deux manières différentes. Dans un cas, l'interrupteur secteur est indépendant, comme pour n'importe quel autre appareil électrique. Dans l'autre disposition, qui paraît plus intéressante à de nombreux réalisateurs d'oscillographes, l'interrupteur secteur est combiné avec la

commande de réglage de la luminosité du spot. En procédant ainsi, la commande de réglage de la luminosité est déjà dans la position minimum quand on met l'appareil sous tension. Le raisonnement sur lequel repose cette manière de faire est le suivant : Si la base de temps n'est pas en état de marche, ou si le flux d'électrons est trop intense, on risque de brûler l'écran fluorescent, lorsque l'oscillographe est laissé sans surveillance pendant le temps que ses tubes mettent à atteindre leur température de fonctionnement. La combinaison de l'interrupteur secteur et de la commande de luminosité *rappelle* à chaque opérateur qu'il doit attendre que les tubes de l'oscillographe aient atteint leur température de fonctionnement avant de tourner la commande de luminosité. Mais cette précaution n'est guère observée. Dans tous les cas, elle accroît l'usure et la fatigue du potentiomètre de réglage de la luminosité.

8. 12. — Réglage de la luminosité.

Après avoir attendu au moins 60 secondes pour que les divers tubes aient le temps d'atteindre leur température de fonctionnement, et que les circuits soient en état de fonctionner, on peut procéder à l'opération suivante à savoir la vérification du tube cathodique. Faire tourner lentement la commande de réglage de la luminosité, jusqu'à ce que le spot devienne visible. Si en tournant cette commande à fond, jusqu'au point correspondant au maximum d'intensité, on ne voit pas apparaître le spot, agir sur les commandes de cadrage, car le spot peut avoir été déplacé hors des limites de l'écran. Si l'on voit apparaître le spot vers le bord de l'écran, réduire, en agissant, sur la commande, la luminosité, jusqu'à ce que le spot soit tout juste visible, et le centrer.

8. 13. — Commande de concentration (du spot).

Il faut, maintenant, ajuster la concentration. Comme les réglages de la concentration et de la luminosité réagissent probablement l'un sur l'autre, il peut s'avérer nécessaire d'ajuster également la commande de brillance. Si les commandes de luminosité et de brillance sont placées commodément au voisinage de deux côtés opposés du panneau avant, la manière de procéder la plus commode consiste à les ajuster simultanément, avec les deux mains.

8. 14. — Commandes de cadrage.

Si l'on n'a pas touché aux commandes de cadrage au cours du réglage de la brillance, on peut contrôler maintenant leur fonctionnement. Après les avoir essayées sur la totalité de leur gamme de fonctionnement, ramener le spot au centre de l'écran.

8. 15. — Ajustement de la longueur de la base de temps.

On peut essayer ensuite la commande de réglage de la longueur de la base de temps. Ajuster sur chaque gamme de la commande grossière de réglage de la longueur de la base de temps cette commande pour les longueurs minimum et maximum. S'assurer que la base de temps fonctionne pour tous les réglages de fréquence et de longueur. Certaines bases de temps sont défectueuses aux fréquences les plus élevées.

8. 16. — Amplificateur YY' .

Pour vérifier l'amplificateur YY' placer le commutateur de la base de temps sur la gamme comprenant 50 Hz. Ajuster l'atténuateur à plots de manière à avoir l'atténuation maximum, et l'atténuateur progressif sur le maximum de gain. Fixer alors un conducteur à la borne d'entrée de l'amplificateur yy' , et tenir l'autre extrémité de ce fil dans la main. On doit observer une faible déflexion verticale due aux tensions électrostatiques induites sur le corps de l'observateur par la tension du secteur (fig. 7-51a). Augmenter alors le gain plot par plot, en observant l'augmentation de la déflexion à chaque plot. Lorsqu'on voit que le signal occupe tout l'écran, régler l'atténuateur progressif sur le minimum, puis continuer. Lorsque la sensibilité devient trop élevée, lâcher le fil, et le laisser pendre librement. L'influence électrostatique sera encore suffisante pour donner une déflexion visible.

8. 17. — Base de temps linéaire et synchronisation.

Ramener la commande de synchronisation à zéro et ajuster la commande « fine » de fréquence jusqu'à ce que l'image soit pratiquement immobile. Placer le commutateur-sélecteur de synchronisation sur « synchro-intérieure », et faire tourner, dans

le sens de l'augmentation, la commande de synchronisation jusqu'à ce que l'image soit synchronisée. S'il y a un commutateur de polarité de synchronisation, inverser sa polarité et vérifier que la phase du tracé varie d'environ 180° . Placer le commutateur de synchronisation sur « secteur » (ou « 50 V »). L'image doit rester immobile, bien que la phase puisse changer. Enfin, brancher l'entrée de la synchronisation en parallèle sur l'entrée de l'amplificateur yy' , et placer le commutateur sur « synchro-extérieure ». L'aspect de l'image doit changer, du fait que l'impédance mise en parallèle sur le fil capteur charge davantage celui-ci que l'entrée yy' seule. Toutefois, l'image doit rester synchronisée.

8. 18. — Vérification des autres circuits.

Une fois achevées les vérifications ci-dessus concernant les circuits essentiels, on peut alors vérifier les autres circuits et les fonctions que doit remplir, par construction, l'oscillographe considéré. On n'essaiera pas, ici, de donner des instructions détaillées, les divers cas étant, souvent, très différents. En tous cas, il faudra, en général, un équipement spécial pour vérifier la plupart des fonctions additionnelles de l'oscillographe, à savoir : des oscillateurs, des générateurs de tensions étalonnées, des générateurs d'impulsions, etc., suivant le modèle considéré.

8. 2. — Étalonnage et linéarité de la base de temps ; durée du retour du spot.

En l'absence d'un générateur de signaux marqueurs de temps (§ 6.43), on pourra étalonner de manière assez précise la base de temps pour vérifier sa linéarité à l'aide d'un oscillateur ou d'un générateur de tensions étalonnées stable. Si l'on a besoin de renseignements d'ordre général sur le degré de linéarité pour les différentes gammes de fréquence, le réglage de l'amplitude et la rigueur de la synchronisation, il faudra ajuster l'oscillateur de manière à voir au moins cinq périodes complètes sur l'écran (fig. 8-2a). On mesure alors le long de l'axe XX' la distance entre les diverses demi-périodes, autrement dit, les zéros successifs du signal sinusoïdal. On peut déterminer par une méthode graphique la forme réelle de la base de temps, ainsi que la durée du retour du spot, comme l'indique la figure.

Cette méthode d'étalonnage, bien que donnant des renseignements précieux sur la base de temps utilisée dans l'oscillographe, n'est pas capable de fournir des renseignements quantitatifs sur les formes d'ondes qu'on verra ultérieurement sur l'écran de l'oscillographe, car la fréquence de la base de temps variera, en général, quand on remplacera le signal d'étalonnage par un autre.

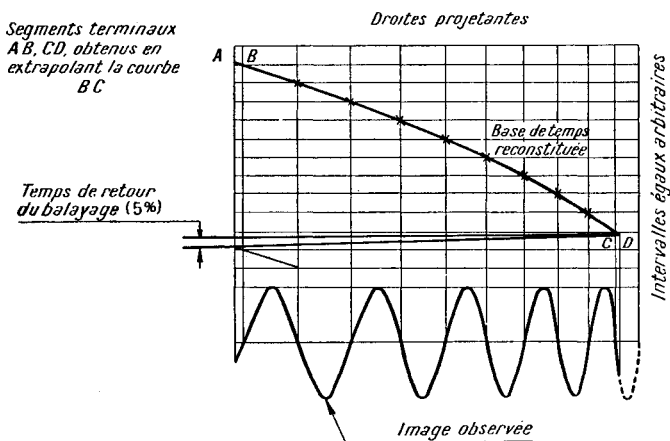


FIG. 8-2 a. — Contrôle sommaire d'une base de temps.

8. 3. — Étalonnage de l'amplificateur YY'.

Une partie importante de l'oscillographe sur laquelle il y a intérêt à avoir des renseignements complets est l'amplificateur yy' . Dans le cas présent, on désire connaître l'admittance d'entrée, les rapports de l'atténuateur, la linéarité, les caractéristiques de fréquence et la réponse aux phénomènes transitoires.

8. 31. — Impédance d'entrée.

Une quantité importante à connaître est l'impédance d'entrée de l'amplificateur YY' , afin de déterminer la charge qu'il applique au circuit étudié. On devra déterminer cette impédance pour chaque position de l'atténuateur d'entrée à plots, et plus précisément, ses composantes résistive et capacitive (fig. 8-31a).

On détermine facilement la composante résistive de l'impédance d'entrée à l'aide d'une résistance série variable — par

exemple un potentiomètre dont la résistance totale est un peu supérieure à la résistance d'entrée prévue. Si la valeur choisie de la résistance variable est trop faible, on pourra lui ajouter des résistances fixes. On relie l'oscillographe à un auto-transformateur, à rapport variable (genre « Alternostat ») branché sur le secteur, et dont le secondaire est connecté, par l'intermédiaire d'un transformateur *abaisseur* convenablement choisi (fig. 8-31b). On devra choisir le rapport de transformation de ce dernier de manière que l'auto-transformateur soit utilisé sensiblement à pleine puissance, afin de réduire la proportion d'harmoniques. Il faudra, pour la même raison, faire débiter le transformateur abaisseur sur une résistance. L'utilisation de la fréquence du secteur présente deux avantages : il est facile d'obtenir toute tension dont on a besoin, et l'on n'a pas à tenir compte des capacités parasites en parallèle sur les circuits de l'oscillographe et du potentiomètre.

On court-circuitera, pour chaque réglage de l'atténuateur à plots, le potentiomètre, afin de supprimer sa résistance résiduelle,

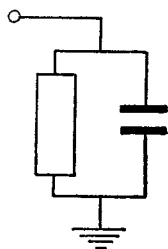


FIG. 8-31 a. — Circuit équivalent au circuit d'entrée de l'amplificateur YY'.

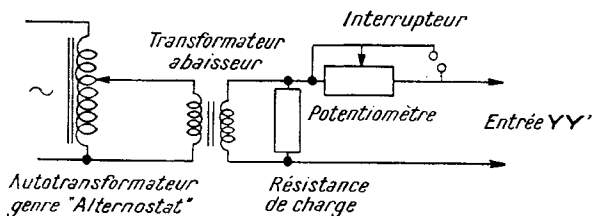


FIG. 8-31 b. — Mesure de la résistance d'entrée de l'amplificateur YY'.

et l'on réglera l'amplitude de la déflexion à l'aide de l'auto-transformateur à une valeur commode — voisine de toute la largeur de l'écran. On supprime alors le court-circuit et l'on ajuste le potentiomètre jusqu'à ce que l'image n'ait plus que la moitié de sa hauteur initiale. En mesurant la résistance du

potentiomètre, on aura alors la valeur de la résistance d'entrée de l'oscillographe.

On détermine la composante capacitive par une méthode analogue, mais on choisit cette fois une fréquence élevée, afin de mettre en évidence les effets de la capacité d'entrée. Il est nécessaire de disposer d'une source à basse impédance, donnant une tension suffisante pour donner une déflexion sur toute la largeur de l'écran pour l'atténuation maximum de l'atténuateur d'entrée (sensibilité minimum de l'amplificateur.) Pour faciliter l'obtention d'une déflexion suffisante, on réglera l'atténuateur à réglage fin sur le maximum de sensibilité.

On branchera en série avec la borne d'entrée « chaude » une résistance fixe égale à la résistance d'entrée déterminée antérieure-

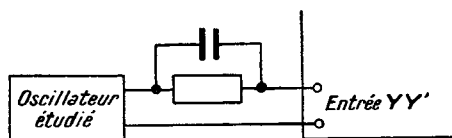


FIG. 8-31 c. — Mesure de la composante capacitive de l'impédance d'entrée.

ment. On branchera un petit condensateur ajustable, du type « trimmer », en parallèle sur cette résistance ; sa capacité devra pouvoir varier entre 5 et 50 pF environ (figure 8-31c). On ajuste alors la capacité du trimmer jusqu'à ce que l'amplitude de la déflexion soit à nouveau moitié de celle obtenue quand on court-circuite la résistance série. La capacité d'entrée est alors égale à la capacité entre les bornes du condensateur.

8. 32. — Atténuateur.

L'opération suivante est l'étalonnage de l'atténuateur. Ce qui nous intéresse ici, ce sont les rapports d'atténuation correspondant aux divers plots de l'atténuateur « grossier », ainsi que l'atténuation de l'atténuateur à réglage fin. On peut utiliser, dans ce but, la fréquence du secteur ; on étudiera à part l'influence de la fréquence sur le comportement de l'ensemble (§ 8.34). On utilisera encore un auto-transformateur ajustable, avec un transformateur d'isolement et un voltmètre. On utilisera, pour les gammes d'affaiblissement les plus élevées un transformateur

de rapport 1/1. Pour les faibles taux d'affaiblissement, le transformateur devra avoir un rapport abaisseur connu avec précision, le voltmètre étant placé dans le circuit primaire (fig. 8-32a). On peut ainsi employer un voltmètre ordinaire, tout en maintenant, en même temps, la tension à une valeur suffisamment basse pour pouvoir utiliser la sensibilité maximum. La faible impédance existant aux bornes basse tension du transformateur prévient toute perturbation provenant de la capture de tensions parasites.

On mesure la tension nécessaire pour obtenir une déflexion commode pour chaque réglage de l'atténuateur à plots, sans toucher au réglage de l'atténuateur fin. Enfin, on peut tracer une courbe donnant la tension d'entrée nécessaire en fonction de la rotation de la commande, de l'atténuateur fin.

8. 33. — Linéarité.

Il s'agit, maintenant, de mesurer la linéarité de l'amplificateur, pour les deux positions extrêmes de l'atténuateur fin. On utilisera encore, pour éviter des phénomènes de réaction, la tension du secteur. Bien qu'il soit possible d'évaluer qualitativement cette

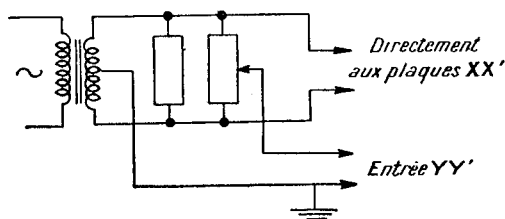


FIG. 8-33 a. — Vérification de la linéarité par la méthode de la caractéristique de transfert.

linéarité en représentant un signal sinusoïdal à partir d'une base de temps linéaire, et en observant l'écart par rapport à la forme sinusoïdale, il existe une méthode meilleure, qui non seulement est très sensible pour mettre en évidence les non-linéarités, mais indique leur nature et leur origine probable. Elle consiste à utiliser l'oscillographe lui-même pour tracer les caractéristiques de son propre amplificateur.

Pour se servir de cette méthode, on applique des signaux identiques, d'une part directement aux plaques de déflexion, d'autre part à l'entrée de l'amplificateur YY' (fig. 8-33a). Le

tracé résultant sera une ligne droite si l'amplificateur YY' est exempt de distorsion (§ 3.2). Toute distorsion se manifestera sous la forme d'un écart de la courbe résultante par rapport à une ligne droite (figure 8-33b).

Le signal utilisé provient d'un transformateur, chargé (du type push-pull pour obtenir une déviation symétrique dans le sens XX'), et on l'applique directement aux plaques déflectrices XX' . On ajustera l'amplitude dans le sens XX' de telle manière que la largeur de la trace soit de $1/2$ à $2/3$ du diamètre de l'écran.

On applique, cela étant, le signal à l'entrée de l'amplificateur

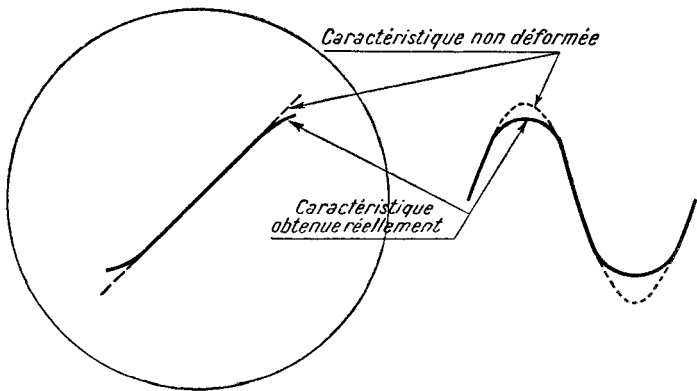


FIG. 8-33 b. — Images obtenues par la méthode de la caractéristique de transfert.

YY' en utilisant un potentiomètre pour réduire son amplitude. On place l'atténuateur « fin » sur la position minimum, et l'on ajuste l'atténuateur à plots de telle sorte que la trace résultante occupe environ $1/10$ de la hauteur de l'écran. Utilisant alors l'atténuateur fin, accroître la hauteur de la trace jusqu'à ce qu'elle occupe toute la hauteur de l'écran, en examinant de près la caractéristique de manière à déceler tout signe d'incurvation de cette dernière. L'amplitude maximum pour laquelle elle reste rectiligne correspond alors à la déflection maximum sans distorsion. Naturellement, un oscillographe correctement réalisé donnera une tension de sortie non déformée sur une trace embrassant la totalité de l'écran. On utilisera, pour ces essais et afin d'éviter les déphasages par capacité, la tension du secteur.

Certaines méthodes de correction des circuits en haute fréquence réduisent la déflexion maximum exempte de distorsion au voisinage de la limite supérieure de la bande des fréquences utilisables. Il faudra vérifier ce point. Il y aurait avantage à refaire l'essai déjà effectué à la fréquence du secteur, mais il est en général très difficile d'obtenir une amplitude suffisante permettant d'attaquer directement les plaques XX' . De plus, les oscillographes utilisant le type de compensation mentionné ci-dessus ne comportent pas, en général, d'amplificateur XX' permettant d'amplifier des fréquences aussi élevées que l'amplificateur YY' : il s'en faut même, le plus souvent, de beaucoup. On ne peut alors employer, dans ce cas, la méthode de la caractéristique de transfert.

On utilisera alors une autre méthode, qui bien qu'étant beaucoup moins sensible que celle de la caractéristique de transfert, met en évidence la présence de non-linéarités, et ne dépend pas de la déflexion suivant XX' ; elle consiste à mesurer les augmentations de déflexion correspondant à des accroissements connus de la tension d'entrée de l'amplificateur YY' .

Pratiquement, on prend la tension d'entrée à la sortie d'un générateur de signaux haute fréquence étalonnés, et l'on choisit une amplitude suffisante pour avoir une déflexion suivant YY' correspondant à toute la hauteur de l'écran. On règle les atténuateurs sur l'affaiblissement minimum, et l'on augmente de quantités connues la tension de sortie du générateur étalonné. On mesure la déflexion résultante, et l'on trace une courbe donnant la déflexion en fonction de la tension d'entrée. Cette courbe devra avoir la même forme que la courbe obtenue par la méthode de la caractéristique de transfert, bien que la présente méthode soit fastidieuse et moins précise.

8. 34. — Caractéristique de fréquence.

La caractéristique de fréquence d'un oscillographe est si importante qu'on devrait peut-être la déterminer en premier. En fait, les mesures décrites ci-dessus supposent une connaissance approximative de la caractéristique de fréquence, lorsqu'on doit avoir recours à des fréquences voisines de la limite supérieure de la bande passante. On mesurerait l'impédance d'entrée pour chaque position de l'atténuateur ; il doit en être de même pour la caracté-

ristique de fréquence. Les mêmes facteurs qui font varier la capacité d'entrée d'un plot à l'autre feront varier dans les mêmes conditions la réponse en fréquence.

Dans le cas d'un oscillographe « d'usage général » sans compensation haute fréquence, une méthode de mesure point par point donnera des résultats satisfaisants. Il faut pour cela, un oscillateur BF (du type *RC*), utilisable à partir de 20 Hz à l'extrémité inférieure jusqu'à 20 000 Hz au moins à l'autre, un générateur pour des fréquences plus élevées, couvrant une bande s'étendant de l'extrémité supérieure de celle du générateur BF jusqu'à 500 000 Hz, et un millivoltmètre à tube électronique, utilisable sur toute la bande dans laquelle on effectuera les mesures. Comme l'atténuateur de l'oscillateur BF risque d'être plutôt primitif, et de débiter une tension de ronflement élevée pour les faibles tensions de sortie, on branchera un potentiomètre supplémentaire pour affaiblir la tension, provenant de ce générateur, à l'oscillographe, ce qui permet de réduire ainsi la tension de ronflement et le signal dans la même proportion. On branche le voltmètre directement à l'entrée de l'oscillographe.

Quand on ne peut pas faire autrement, on peut supprimer le chevauchement des gammes de fréquences du générateur BF et du second générateur. Si les fréquences comprises entre 20 et 50 kHz environ manquent, il importe peu qu'il y ait une petite irrégularité de la caractéristique dans cet intervalle.

On détermine cette caractéristique en ajustant l'oscillateur ou le générateur de signal étalonné de manière à ramener sa tension de sortie à une valeur constante pour chaque fréquence, à l'aide du voltmètre, et en mesurant ensuite de crête à crête l'amplitude de la déflexion. La forme d'onde devra être sinusoïdale sans aucun signe de distorsion. Il y a intérêt, lorsqu'on mesure l'amplitude, à utiliser une fréquence de récurrence de la base de temps nettement différente de la fréquence du signal, et non synchronisée. On obtient ainsi une large bande verte dont il est facile de mesurer l'amplitude.

Il suffit de mesurer quelques points, par exemple deux ou trois fréquences pour lesquelles la réponse est égale à la réponse maximum, en particulier au voisinage des extrémités de la bande passante, et les fréquences correspondant à 95 %, 90 %, 70 % (— 3 dB), 50 % (— 6 dB), 30 % (environ — 10 dB), 10 %

(environ -20 dB) et 5 % de la réponse maximum. Le § 8.4 indique les méthodes de mesure du déphasage.

Lorsqu'on effectue des mesures sur des oscillographes à large bande, un wobbulateur hétérodyne (cf. § 7.7) rend de grands services. On effectue des mesures en basse fréquence de la manière indiquée ci-dessus, tandis qu'on utilise le wobbulateur pour les fréquences allant de 15 000 ou 20 000 Hz jusqu'au delà de la fréquence de coupure HF de l'oscillographe.

Il est plutôt difficile de faire des mesures aux très basses fréquences (au-dessous de 20 Hz), du fait qu'il est difficile de réaliser des oscillateurs sinusoïdaux convenables. Une méthode consiste à essayer d'employer des signaux rectangulaires à basse fréquence, de manière obtenir la réponse en régime transitoire comme indiqué ci-dessous.

8. 35. — Caractéristiques en régime transitoire.

Une chose encore plus importante qu'une bonne caractéristique de réponse en fréquence est une bonne réponse en régime transitoire comme on l'a déjà expliqué plusieurs fois.

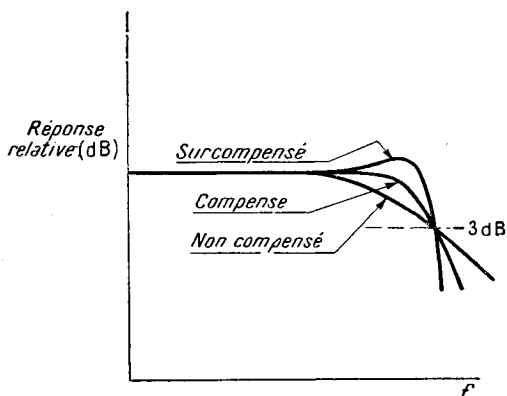


FIG. 8-35 a. — Courbes de réponse en fréquence d'amplificateurs présentant plusieurs degrés de correction.

Une réponse en fréquence paraissant bonne peut donner lieu à des oscillations de grande amplitude en régime transitoire, lorsqu'on excite les circuits par une impulsion ayant un temps de montée du même ordre que celui des dits circuits. Soient, ainsi,

trois amplificateurs tous étudiés pour avoir une chute de 3 dB à 1 MHz de la courbe de réponse. L'un d'entre eux n'est pas compensé, le second est correctement compensé, et le troisième surcompensé (fig. 8-35a).

Si l'on excite chaque amplificateur par une brève impulsion rectangulaire, les réponses seront très différentes (fig. 8-35b.) La caractéristique la plus souhaitable est celle dans laquelle il y a un léger « dépassement balistique » (overshoot), de 1 % par

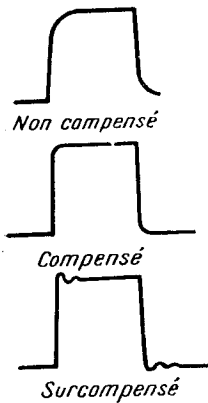


FIG. 8-35 b. — Réponse des amplificateurs de la fig. 8-35 a à des signaux carrés.

exemple, suivi d'un retour sans oscillations à la valeur correcte. Ce type de réponse donne le temps de montée le plus rapide, avec un dépassement balistique négligeable en pratique.

On peut facilement déterminer la courbe de réponse en fréquence avec un générateur d'impulsions susceptible d'émettre des impulsions ayant un temps de montée beaucoup plus court que celui de l'oscillographe, une largeur variable, et une fréquence de récurrence au moins double de la fréquence de balayage la plus élevée de l'oscillographe. Dans ces conditions, on verra au moins une impulsion complète sur l'écran. On trouvera des descriptions de ces générateurs de signaux rectangulaires dans la littérature et l'on ne traitera pas, par conséquent, ce sujet ici. Pour des temps de montées égaux ou supérieurs à 0,1 μ s, la

réalisation est sans complications, et suffit pour tous les oscillographes dont la largeur de bande atteint au moins 2 MHz. Pour des oscillographes de bande passante encore plus large, il devient trop difficile d'engendrer des impulsions avec un sommet horizontal et des temps de montées brefs, en particulier parce que le seul moyen courant existant d'étudier leur forme d'onde est précisément l'oscillographe qu'on désire étudier. Pour cette raison, on étudie à leur place, des impulsions très brèves, qui peuvent avoir quasiment n'importe quelle forme d'ondes; toutefois, leur durée totale doit être inférieure au « temps de montée » de l'instrument essayé.

La forme d'onde correspondant à la réponse des appareils essayés à l'aide de ces impulsions très courtes est pratiquement indépendant de la forme d'onde de l'impulsion excitatrice ; l'amplitude de la réponse est proportionnelle à l'énergie totale de l'impulsion. Pour cette raison, la méthode décrite est le meilleur procédé d'étude des oscillographes à très large bande. On trouvera de même la description des générateurs d'impulsions ailleurs dans la littérature.

8. 4. — Étalonnage en phase de l'amplificateur XX' .

La plupart des méthodes d'essai utilisées avec l'amplificateur YY' sont également applicables à l'amplificateur XX' bien que, comme on l'a expliqué au chapitre précédent, la largeur de bande de l'oscillateur XX' soit en général de beaucoup inférieure à celle de l'amplificateur YY' dans les oscillographes à très large bande. Il reste cependant à étudier une caractéristique très importante relative à l'amplificateur XX' , à savoir le déphasage relatif entre les deux axes de déflexion lorsqu'on applique aux bornes d'entrée des amplificateurs la même onde sinusoïdale.

Si les deux amplificateurs sont « identiques », le déphasage sera négligeable jusqu'à ce qu'on atteigne une fréquence suffisamment élevée pour que les phénomènes de temps de transit dans le tube cathodique deviennent importants (§ 2.254). En outre, aux fréquences les plus élevées, les réactances parasites prennent de l'importance, et des différences dans le câblage des deux amplificateurs peuvent donner lieu à des inégalités de déphasage. Lorsque les amplificateurs sont très différents, les déphasages seront très importants et, si les deux amplificateurs sont corrigés pour les fréquences élevées, ils peuvent atteindre plusieurs fois 360° .

Pour obtenir une vue d'ensemble de la variation du déphasage avec la fréquence, il y a intérêt à mesurer d'abord le déphasage total entre les amplificateurs jusqu'à la fréquence de coupure de l'amplificateur XX' , en notant les fréquences pour lesquelles le déphasage est un multiple de 90° . On place un oscillateur BF en parallèle sur les amplificateurs XX' et YY' , et on le règle sur une fréquence légèrement supérieure à la fréquence de coupure basse (fig. 8-4a). On ajuste alors les amplitudes des déflexions, de manière à obtenir une trace constituée par une simple droite

incliné. Ceci est l'angle de référence correspondant à un déphasage nul (§ 3.2).

On augmente alors progressivement la fréquence jusqu'à ce que l'image commence à « s'ouvrir » et prenne la forme d'une

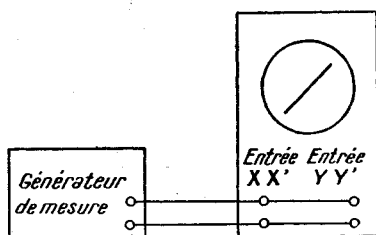


FIG. 8-4 a. — Détermination de la caractéristique de phase.

ellipse. Il est nécessaire, afin de préciser le déphasage relatif des deux amplificateurs, de déterminer le sens de ce déphasage, c'est-à-dire celui des deux amplificateurs dont la phase avance (ou

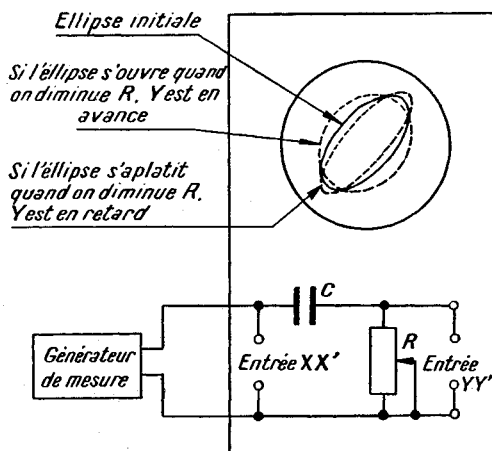


FIG. 8-4 b. — Détermination du sens du déphasage relatif.

retarde) par rapport à celle de l'autre. On peut le faire en plaçant un simple déphaseur RC entre l'oscillateur et l'entrée d'un des amplificateurs de déflexion (fig. 8-4b). Si l'ellipse tend à se fermer quand on avance la phase à l'entrée de l'amplificateur

intéressé, la phase de cet amplificateur retarde par rapport à celle de l'autre, et vice-versa.

Une fois qu'on a déterminé si l'amplificateur XX' est en avance — ou en retard — par rapport à l'amplificateur YY' , on enlève le déphaseur, et l'on fait croître progressivement la fréquence jusqu'à ce qu'on obtienne un cercle, ou une ellipse dont les axes soient parallèles aux axes XX' et YY' de l'écran, ce qui indique un déphasage de 90° entre les deux amplificateurs. On note alors la fréquence, et on l'augmente à nouveau jusqu'à ce que l'ellipse se ferme, et qu'on obtienne à nouveau une ligne droite,

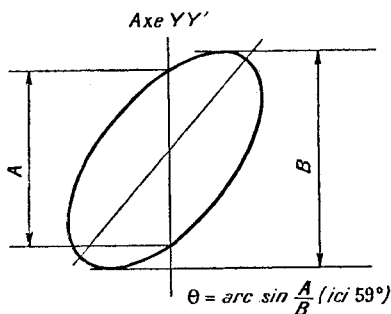


FIG. 8-4 c. — Détermination de la phase à l'aide des figures de Lissajous.

inclinée dans le sens inverse de la première droite correspondant à un déphasage nul, indiquant un déphasage de 180° entre les deux déflexions.

On continue à opérer ainsi, en notant les fréquences pour lesquelles les déphasages sont des multiples de 90° jusqu'à ce qu'une diminution rapide d'une des deux déflexions — ou des deux — indique qu'on a atteint une fréquence de coupure. On peut alors tracer une courbe passant par les points ainsi déterminés indiquant en gros le déphasage en fonction de la fréquence, et servant de guide pour l'opération suivante, l'étalonnage exact.

Bien qu'il soit possible d'effectuer certaines mesures sur l'ellipse observée en vue de calculer le déphasage (fig. 8-4c), cette méthode ne donne pas de résultats exacts. Une petite erreur — très facile à faire — de mesure, résultant par exemple de la courbure de l'écran de verre du tube cathodique, de la

parallaxe, etc., peut donner lieu à une erreur relativement importante sur l'angle calculé.

Pour cette raison, la meilleure méthode utilisable consiste à modifier la phase du signal appliqué à l'amplificateur, en l'augmentant d'une quantité suffisante pour fermer complètement la figure, et obtenir ainsi un déphasage total qui soit un multiple entier de 90° [donc égal à $(2k + 1) 90^\circ$, avec $k = 0, 1, 2, 3, \dots$]. On détermine le multiple (ou le facteur k) utilisé à l'aide de la courbe grossière d'étalonnage tracée auparavant. Enfin, on déter-

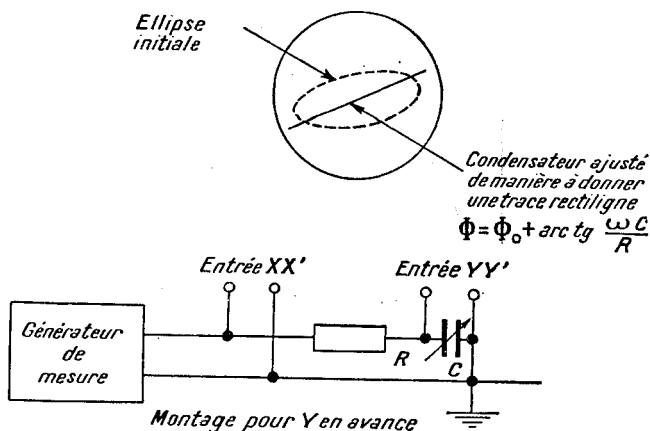


FIG. 8-4 d. — Circuit servant à la détermination du déphasage exact.

mine le déphasage supplémentaire utilisé pour fermer la courbe à partir des constantes du circuit déphaseur, et on le retranche du déphasage total pour obtenir le déphasage réel entre les deux amplificateurs à la fréquence considérée.

La figure 8-4d représente un circuit utilisable dans ce but. Il comprend un condensateur variable étalonné, branché en parallèle sur les bornes d'entrée, avec une résistance série suffisante pour donner, associée à ce condensateur, un déphasage suffisant. Avec ce montage, la capacité d'entrée de l'amplificateur est comprise dans les constantes du circuit déphaseur, et il y a lieu d'en tenir compte.

Ce circuit ne peut créer un déphasage supérieur à 90° . De plus,

l'amplitude diminue rapidement pour les déphasages supérieurs à 75°, et tombe à 0,1 pour un déphasage de 84°, environ. Si l'on n'arrive pas à « fermer » l'image (obtenir une droite) le déphaseur étant placé à l'entrée d'un des amplificateurs, il faut l'essayer à l'entrée de l'autre, en tenant compte du sens du déphasage. C'est ainsi que si l'amplificateur XX' est déphasé en arrière par rapport à l'amplificateur YY', on augmente la différence de phase entre les deux amplificateurs lorsqu'on ajoute, par ce procédé, un retard supplémentaire à l'entrée de l'amplificateur XX'.

Au contraire, si l'on branche le déphaseur à l'entrée de l'amplificateur YY', on réduit la différence de phase. Il y aura évidemment une lacune de l'ordre de 10° au moins entre les deux plages d'augmentation de et diminution du déphasage. Comme il est inutile de toute façon de tracer la courbe avec des points mesurés écartés entre eux de moins de 15°, ce défaut a peu d'importance.

Il est nécessaire, pour calculer le déphasage supplémentaire, de disposer d'un oscillateur et d'un condensateur étalonnés avec précision, et de connaître les valeurs de la résistance série et de la capacité d'entrée de l'oscillographe avec une grande précision. Le déphasage supplémentaire est donné par la relation

$$\psi = \text{arc tg } \frac{2\pi f (C_v + C_i)}{R} \quad 8.4 A$$

où C_v est la capacité du condensateur étalonné, C_i la capacité d'entrée de l'oscillographe, et R_s la résistance série du circuit produisant le déphasage supplémentaire.

8. 5. — Précautions à prendre avec les oscillographes cathodiques.

Toutes les règles et toutes les réglementations applicables aux instruments électroniques en général s'appliquent à l'oscillographe cathodique — avec quelques nouvelles règles propres à ce dernier.

Évidemment, la tension du secteur doit être celle pour laquelle l'instrument a été prévu, en tenant compte des fluctuations normales de cette tension. De plus, la puissance dissipée est très importante, et un fonctionnement prolongé avec un sur-voltage de 10 % peut donner lieu à un important échauffement avec certains modèles. Il importe particulièrement d'éviter cela

quand l'oscillographe est installé dans un endroit confiné du laboratoire, par exemple entre des rayons ou des tablettes à l'arrière de la table de travail, en vue de laisser de la place pour d'autres instruments entre ce que l'on étudie et l'oscillographe.

8. 51. — Luminosité de la trace.

Comme on l'a indiqué précédemment, il ne faut pas abandonner l'instrument avec un spot immobile très lumineux, car on risque de « brûler » ainsi l'écran. Ceci ne signifie pas qu'il est interdit d'utiliser une trace très brillante. Au contraire, quand les circonstances le permettent, on doit profiter de la totalité de la brillance disponible. On doit s'efforcer d'obtenir toujours le maximum de visibilité! Une forme d'onde sujette à des variations rapides et nombreuses exige une plus grande luminosité qu'une autre composée de quelques alternances lentes. Si l'on augmente la brillance du spot de manière à ce que la visibilité ne change pas, on ne peut pas endommager l'écran.

Si l'on n'observe aucune forme d'onde, il faut éteindre la trace à l'aide de la commande de luminosité, mais sans toutefois mettre hors circuit l'oscillographe à l'aide de l'interrupteur secteur — sauf si l'on n'a pas à se servir de l'instrument pendant au moins plusieurs heures. L'expérience acquise avec les machines à calculer électroniques renfermant plusieurs centaines de lampes indique que la principale cause de détérioration des tubes à vide est l'à-coup qui se produit au moment de la mise en circuit des filaments. Ensuite vient la diminution de pouvoir émissif de la cathode due au passage ininterrompu du courant anodique à plein régime. Il serait utile d'incorporer un interrupteur de courant anodique aux oscillographes, destiné à mettre hors circuit les anodes quand l'appareil fonctionne en régime d'attente, tout en laissant les filaments sous tension.

8. 52. — Tension de signal d'entrée.

A l'exception des oscillographes à courant continu et de quelques oscillographes, comportant des circuits à couplage par résistance-capacité mal construits, tous les oscillographes possèdent un condensateur série dans le circuit d'entrée. Malheureusement, il arrive parfois que des constructeurs d'oscillographes très expérimentée et très réputés empêchent de tirer complète-

ment parti des possibilités de leurs appareils (1) en choisissant mal la tension de service de leurs appareils. Par exemple, un oscillographe prévu pour une tension d'entrée maximum de 250 V efficaces avait, dans son circuit d'entrée, un condensateur prévu pour une tension de service de 400 V. Il en résultait que, dès qu'on appliquait un signal HF de grande amplitude superposé à une tension continue de quelques centaines de volts, ce condensateur se désintégrait! Dans ces cas-là, il y a lieu de remplacer le condensateur d'entrée par un organe prévu pour une tension de service plus élevée, 1 000 V par exemple.

Dans les rares cas où la tension continue plus la tension alternative de crête appliquées à l'entrée dépassent la tension de service

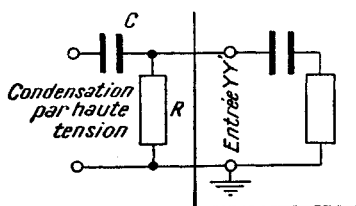


FIG. 8-52 a. — Circuit d'entrée dans le cas où la composante continue de la tension d'entrée est très grande.

du condensateur d'entrée, on utilisera un condensateur extérieur supplémentaire ayant une tension de service appropriée, et l'on branchera en parallèle sur l'entrée du condensateur une grande résistance, pour être certain que le condensateur de blocage supplémentaire absorbe la totalité de la chute de tension continue (fig. 8-52a). Si l'on ne branchait pas cette résistance, la différence de potentiel continue se répartirait en fonction des résistances de fuite des deux condensateurs d'entrée en série, et le condensateur d'entrée de l'oscillographe pourrait être soumis encore à une tension supérieure à sa tension de service.

(1) Rappelons que l'auteur a travaillé la question aux U.S.A. et en Tchécoslovaquie. La remarque ne s'applique pas nécessairement aux appareils fabriqués en France (Note du trad.)

8. 53. — Propreté.

Comme il est nécessaire que l'oscillographe soit ventilé, on a disposé des volets d'aération sur son carter, et l'air y circule librement. Il faut cependant retirer de temps à autre le carter de l'instrument et nettoyer celui-ci, en enlevant la poussière, etc. On peut utiliser une brosse tendre, ou de l'air comprimé sous faible pression (à condition qu'il ne contienne pas d'huile) ou un aspirateur. On ne pourra employer des liquides nettoyants comme la benzine ou le tétrachlorure de carbone qu'en petite quantité, et uniquement sur les pièces non imprégnées de matières organiques ou de matières susceptibles d'être dissoutes par ces liquides.

8. 54. — Tubes de rechange.

Tant que des tubes de rechange existent pour des oscillographes utilisant des tubes de modèle ancien, qui représentent une sérieuse mise de fonds pour un équipement d'emploi constant, on devra faire tout son possible pour maintenir ces appareils en état de marche. S'il n'est plus possible de trouver de tubes de rechange appropriés, il faudra transformer l'oscillographe de manière à pouvoir utiliser un des tubes standard disponibles. Il est évident que seuls des techniciens spécialistes de l'électronique peuvent effectuer ce travail ; en aucun cas on ne devra l'entreprendre sous prétexte qu'on aura lu... le présent ouvrage ou un ouvrage analogue. Toutefois, les indications données aux Chapitres II et IV jointes aux spécifications concernant le tube électronique original et le tube de remplacement proposé aideront à faire un choix intelligent.

Les points auxquels il faudra apporter une attention particulière sont la sensibilité de déflexion, et le potentiel à appliquer à la seconde anode. Comme il s'agit uniquement de remplacer le tube cathodique et non de procéder à une reconstruction générale, il y a lieu de s'assurer que les amplificateurs de déflexion et de la base de temps fourniront une tension suffisante. La principale considération qui intervient ensuite est l'encombrement du tube — le nouveau tube tiendra-t-il dans le carter à la place du tube original ?

8. 55. — Changement de tubes.

On est prévenu d'une panne dans un circuit quelconque de l'oscillographe par un déplacement correspondant de la trace sur l'écran. Naturellement, la première chose à vérifier est l'état des tubes du circuit correspondant. Si, par exemple, la base de temps donne une tension trop faible, ou une distorsion importante, la panne provient probablement du tube de sortie — qui n'est pas excité directement — de l'amplificateur horizontal. Si l'amplificateur XX' fonctionne, mais si la base de temps ne fonctionne pas, la panne est naturellement en rapport avec le tube à décharge ou l'oscillateur à relaxation, etc.

Lorsqu'on change les tubes, il faut ouvrir l'oscillographe. Le panneau avant et le châssis constituent en général un tout, et le carter et le châssis viennent en général d'une seule pièce, une fois qu'on a retiré les vis appropriées.

Lorsqu'on change les tubes, il y a intérêt à vérifier le fonctionnement de l'oscillographe avant de le remettre dans son carter. *Il importe de ne pas oublier que la tension de la seconde anode peut être mortelle, et d'agir en conséquence.* Quelques constructeurs facilitent beaucoup l'observation de cette prescription en disposant des interrupteurs à enclenchement de telle sorte qu'il n'est pas possible de mettre l'appareil sous tension quand son carter est ouvert. Il sera nécessaire, dans ce cas, de court-circuiter les dispositifs d'enclenchement avec une connexion provisoire pour pouvoir contrôler le fonctionnement de l'oscillographe quand on change des tubes ou qu'on effectue d'autres réparations.

8. 6. — Réglage de l'oscillographe.

Lorsqu'on change les tubes des amplificateurs de l'oscillographe, cela occasionne des dérèglages, en particulier quand il s'agit d'amplificateurs à large bande, avec circuits de correction. Il existe trois sortes de dérèglages : déséquilibre des étages de sortie des amplificateurs de déflexion, dérèglage des inductances de correction dans les circuits anodiques, et dérèglage du dispositif de correction par capacité à l'entrée de l'atténuateur à plots.

8. 61. — Équilibrage des étages de sortie des amplificateurs de déflexion.

On a insisté précédemment sur l'importance de l'équilibrage des étages de sortie des amplificateurs de déflexion (§ 5.21). Si l'on remplace un ou deux de leurs tubes, il sera nécessaire de régler à nouveau le circuit d'équilibrage, s'il existe. Dans les cas extrêmes, il pourra être nécessaire de choisir deux tubes appariés.

8. 62. — Nouveau réglage du dispositif de correction H.F. par inductance.

Lorsqu'on remplace un tube dans un circuit correcteur, il est raisonnable de penser que la légère différence de capacité résultant du changement de tube obligera à un nouveau réglage de l'inductance (ou des inductances) correspondante(s). On branchera à l'entrée un générateur HF à fréquence glissante, avec un intervalle de balayage d'environ 300 kHz, utilisable jusqu'à la fréquence de coupure supérieure de l'oscillographe. L'oscillographe servira lui-même d'indicateur. On s'attaquera d'abord seulement aux inductances dans les circuits de grille et d'anode du tube remplacé (si l'on a affaire à des inductances à noyau de fer pulvérulent ajustable, — sinon on agira sur les condensateurs trimmers). On devra obtenir une courbe de réponse aussi proche que possible de la courbe de réponse initiale (§ 8.34). S'il n'est pas possible de retrouver les caractéristiques initiales en se contentant de ces deux réglages, il est probable qu'il faudra procéder à un nouveau réglage d'ensemble, qui devra être fait seulement par un technicien entraîné.

8. 63. — Nouveau réglage de l'atténuateur d'entrée à plots.

Si l'on change le tube d'entrée dans les oscillographes à large bande (sauf quand il y a un cathode follower), il faut régler à nouveau le dispositif de compensation de l'atténuateur à plots (§ 5.4). La meilleure méthode consiste à employer un générateur de signaux rectangulaires, à une fréquence de récurrence égale au 1/10 environ de la fréquence de coupure. On raccorde le générateur de signaux rectangulaires aux bornes d'entrée de

l'amplificateur, l'atténuateur à plots étant placé sur la gamme à compenser. On ajuste alors le condensateur trimmer jusqu'à obtention d'une image correcte (fig. 8-63).

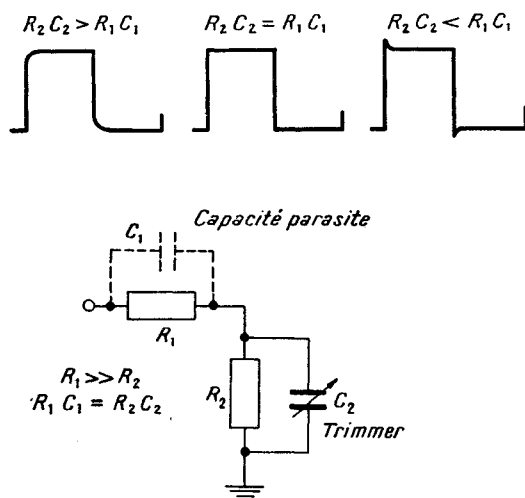


Fig. 8-63 — Vérification de l'atténuateur d'entrée à l'aide de signaux carrés.

Mesures en radiotechnique par E. FROMY, docteur ès sciences, ingénieur E. S. E., professeur à l'Ecole supérieure d'électricité. xxii-742 pages 16 × 25, avec 525 figures. 2^e édition. 1953. Relié toile 6 900 F

Applications industrielles des mesures électroniques, par U. ZELBSTEIN, ingénieur docteur, chef du service électronique à la S. N. E. C. M. A. 408 pages 16 × 25, avec 411 figures. 1950. Broché 950 F

Les tubes électroniques et leurs applications, par le Dr H. BARKHAUSEN, professeur et directeur de l'Institut pour la technique des courants faibles de l'Ecole technique supérieure de Dresde.

TOME I. — *Principes généraux*. iv-228 pages 16 × 25, avec 181 figures. *Traduit de l'allemand* par A. LOURIE. 2^e édition française, traduction nouvelle par Ch. POITRAT d'après la 5^e édition allemande. 1949. Relié toile 950 F

Théorie et application des tubes électroniques, par D. G. FINK. *Traduit de l'anglais* vi-296 pages 16 × 25, avec 217 figures. 1948. Broché 1 520 F

La photoélectricité et ses applications, par V. K. ZWORYKIN, directeur du département des recherches électroniques, vice-président et ingénieur conseil à la R. C. A., et E. G. RAMBERG, physicien chargé de recherches à la division des recherches en laboratoire à la R. C. A. à Princeton (U.S.A.). *Traduit de l'américain* par H. ABERDAM, ancien élève de l'Ecole polytechnique. xii-464 pages 16 × 25, avec 389 figures. 1953. Relié toile 4 250 F

Technique élémentaire de radar, par A. DE SAINT-ROMAIN, ancien élève de l'Ecole polytechnique, ingénieur E.N.S.A. vi-230 pages 14 × 22, avec 137 figures. 1948. Broché 940 F

Vade-mecum des tubes de télévision et tubes spéciaux, par P. H. BRANS. Rédacteur : Dr. J. GIJSEN. 256 pages 22 × 28 de tableaux et schémas. 1955. Broché 1 250 F
