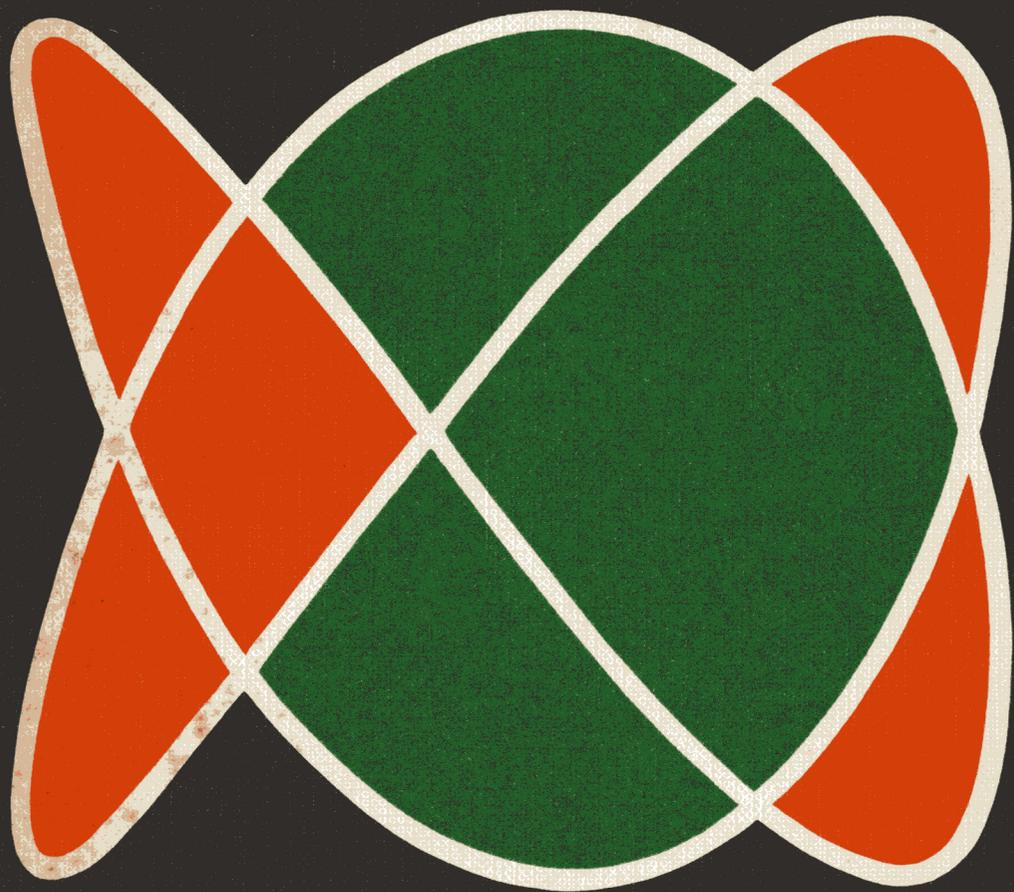


l'oscilloscope
dans CH. DARTEVELLE
le laboratoire
et l'industrie



éditions radio

Les 5 grands de l'électronique

**Toute
l'électronique**

★

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée fondée en 1934. Traitant de tous les aspects de l'électronique, elle est lue par tous les techniciens spécialisés de l'agent technique à l'ingénieur de recherches.

★

**RADIO
Constructeur
& Dépanneur**

Revue mensuelle fondée en 1936 et consacrée principalement à l'étude de l'appareillage « grand public » : récepteur de radio et de télévision. S'adresse aux revendeurs, artisans, dépanneurs et étudiants.

★

TELEVISION

Revue mensuelle fondée en 1939. Seule en Europe spécialisée dans la technique de télévision. Lue par la quasi totalité des techniciens TV, tant en France que dans de nombreux pays étrangers.

★

**électronique
Industrielle**

Revue mensuelle fondée en 1955 et s'adressant aux promoteurs et utilisateurs des méthodes et appareils électroniques appliqués à tous les domaines de l'industrie.

★

**ELECTRONIQUE
ACTUALITÉS**

Journal bimensuel fondé en 1965, destiné aux cadres supérieurs de l'industrie et contenant toutes les nouvelles techniques, commerciales, financières et syndicales.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, Paris (6^e) - Tél. : 033-13-65

L'OSCILLOSCOPE
DANS LE LABORATOIRE
ET L'INDUSTRIE

Du même Auteur, chez le même Editeur :

- **Le magnétophone et ses utilisations**
(en collaboration avec R. Deschepper).
- **Réglage et dépannage des téléviseurs couleurs.**

CH. DARTEVELLE



L'OSCILLOSCOPE
DANS LE LABORATOIRE
ET L'INDUSTRIE

ÉTUDE LOGIQUE,
ÉTAGE PAR ÉTAGE,
DES OSCILLOSCOPES
POUR PROFESSIONNELS.
POSSIBILITÉS ET
UTILISATIONS



ÉDITIONS RADIO
9, rue Jacob, Paris 6°

© by Editions Radio, Paris, 1969

Tous droits de traduction et de reproduction réservés pour tous pays. Microfilms et photocopies, même partiels, interdits.

Imprimé en France

Imprimerie Jouve, 12, rue de Tournon,
Paris (6^e)

Dépôt légal 1^{er} trimestre 1969
Editeur N° 466 — Imprimeur N° 517

INTRODUCTION

« Outil » électronique par excellence, l'oscilloscope est devenu, depuis bien longtemps, le sixième sens du technicien averti.

Mais, si à l'origine, cet appareil était de conception simple, rapidement la complexité de ses divers circuits constitutifs est allée en grandissant. A tel point qu'un oscilloscope moderne n'a pratiquement plus rien de commun avec ce que l'on pourrait appeler l'oscilloscope de « grand-papa ».

Aujourd'hui, en effet, cet appareil ne se limite plus à la visualisation de formes d'ondes ; c'est maintenant un instrument de mesure très évolué, grâce auquel l'étude et l'analyse des phénomènes électriques les plus complexes sont devenues un jeu d'enfant.

Pour parvenir à ce résultat, d'importantes métamorphoses se sont opérées au niveau des étages de base, métamorphoses se traduisant par l'emploi de circuits qui font appel aux plus récentes découvertes de la technique, et sur le fonctionnement desquels cet ouvrage apportera toute la lumière.

Traitant à la fois de ce que l'on pourrait appeler l'anatomie et la physiologie de l'oscilloscope moderne, ce livre passe en revue, étage par étage, toutes les formes des montages rencontrés en pratique.

A ce titre, il s'adresse plus particulièrement aux techniciens désireux de parfaire leurs connaissances, d'autant qu'une place prépondérante est donnée aux circuits à semi-conducteurs dont l'usage se répand chaque jour davantage.

A signaler enfin que cet ouvrage fait suite à une série d'études, traitant des différents montages utilisés dans les oscilloscopes modernes, publiées par l'auteur dans la revue Toute l'Electronique sous le pseudonyme J. d'ARTOIS.

C. D.



PREMIÈRE PARTIE

LES BASES DE TEMPS

Habituellement traitées en « parents pauvres » les bases de temps constituent en fait la pièce maîtresse de tout oscilloscope.

En effet, ces circuits doivent se plier à des impératifs très nombreux et souvent difficilement conciliables : précision d'étalonnage, linéarité de fonctionnement, souplesse d'utilisation, facilité de synchronisation, etc.

Cependant, comme il ne saurait être question de passer en revue tous les modèles de bases de temps existantes, nous limiterons notre choix à quelques types bien caractérisés et que l'on rencontre sur la quasi-totalité des oscilloscopes actuels.

Ensuite — et ce principe sera retenu pour les chapitres suivants — nous étudierons rapidement quelques montages plus évolués, faisant aussi bien appel à la technique des tubes électroniques qu'à celle des semi-conducteurs.

CHAPITRE I.

LES BASES DE TEMPS RELAXÉES

MONTAGES A MULTIVIBRATEUR.

En principe, les bases de temps relaxées, utilisées sur les oscilloscopes dont la conception remonte à quelques années, dérivent presque toutes du générateur de dents de scie à multivibrateur, du type à couplages croisés (fig. 1-1), fournissant des signaux de balayage de faible amplitude, repris et dosés par l'amplificateur horizontal.

La base de temps proprement dite est de conception simple. En règle générale, elle fait appel à une double triode, quelquefois à une pentode et à une triode. Quoi qu'il en soit, le circuit de base retenu est toujours très voisin de celui représenté figure 1-1.

C'est ainsi que le circuit d'anode du premier tube, V1, est couplé directement à la grille du second (V2), le circuit d'anode de ce dernier étant couplé classiquement au circuit de grille de V1 par capacité et résistance.

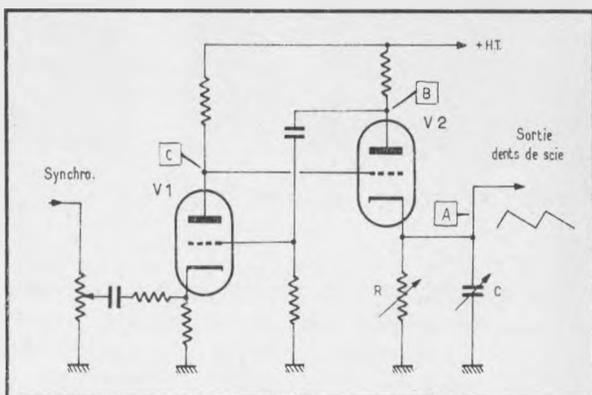
La fréquence de fonctionnement de l'ensemble est définie par la constante de temps du circuit de cathode de V2, rendue variable en jouant, à la fois, sur la valeur du condensateur de charge et sur celle de la résistance parallèle R.

La synchronisation de ce circuit est obtenue au moyen de signaux que l'on applique sur la cathode du tube d'entrée (V1). Ces signaux sont utilisés pour faire basculer le multivibrateur en synchronisme avec la fréquence des phénomènes à observer, mais de manière que la fréquence des dents de scie engendrées corresponde à un sous-multiple de celle des signaux que l'on désire examiner.

Précisons que ces signaux de synchronisation peuvent provenir soit de l'extérieur, soit du réseau à 50 Hz, soit de l'amplificateur vertical. Dans ce dernier cas, ils sont alors prélevés aux bornes des résistances de charge de l'étage de sortie, leur polarité pouvant, de ce fait, être positive ou négative.

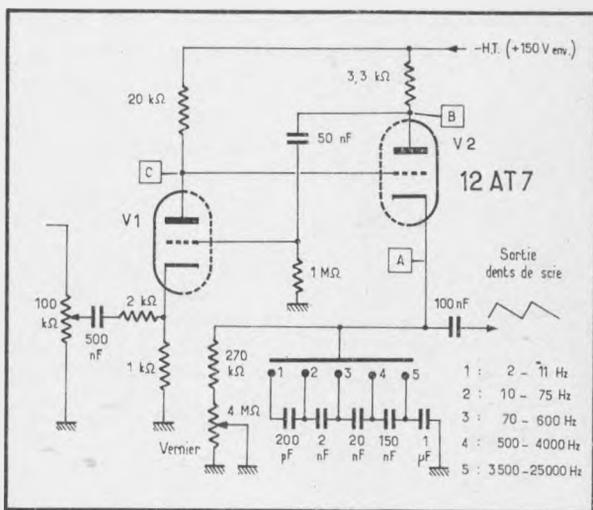
Un contacteur, associé à un potentiomètre, permet à l'utilisateur de choisir entre ces différentes sources et d'en doser l'amplitude, de façon à l'amener juste au niveau nécessaire à la stabilité de l'image.

Fig. 1-1. — Les bases de temps relaxées, de conception récente, dérivent toutes plus ou moins de ce montage de base, mettant en œuvre un multivibrateur à couplages croisés.



Un schéma pratique d'une telle base de temps est donné figure 1-2. Disons que, dans la grande majorité des cas, ce schéma se retrouve, à quelques variantes près, sur bon nombre d'oscilloscopes du commerce.

Fig. 1-2. — Schéma pratique d'une base de temps relaxée, de conception simple, couvrant de 2 Hz à 25 000 Hz.



Semblable montage est caractérisé par un excellent fonctionnement, une remarquable linéarité (cf. oscillogramme A) et une synchronisation relativement aisée, dans la gamme des fréquences de balayage considérée (3 Hz à 25 000 Hz).

Les chiffres que nous venons de donner ne sont nullement limitatifs. Il est, en effet, possible d'augmenter sensiblement la limite de la fréquence supérieure de balayage.

Ainsi, dans le cas du montage de la figure 1-3, qui est une variante de la base de temps représentée figure 1-2, peut-on parvenir assez aisément jusqu'à 200 kHz. Cette limite peut même être reculée à 500 kHz environ en faisant appel au schéma de la figure 1-4.

L'ensemble des circuits utilise une double triode (V1) associée à un tube de décharge (V2) relié à un ensemble R. C. à constante de temps ajustable et permettant, par l'action conjuguée de la commande de vernier et du contacteur à plots, d'obtenir des dents de scie à fréquence variable (10 Hz à 500 kHz).

EFFACEMENT DU RETOUR.

Toutefois, à des fréquences de balayage aussi élevées, le temps de retour du spot cesse de devenir négligeable par rapport à la partie utile de la dent de scie de balayage ; devenant alors visible sur l'écran, la trace de retour vient diminuer la netteté des signaux observés (oscillogramme B).

Fort heureusement, ces différents montages présentent tous une particularité intéressante car, non seulement ils sont en mesure de fournir — avec relativement peu de moyens — des dents de scie de forme très correcte, mais encore, ils engendrent des signaux pouvant être utilisés pour bloquer le wehnelt du tube cathodique durant le trajet de retour du spot sur l'écran.

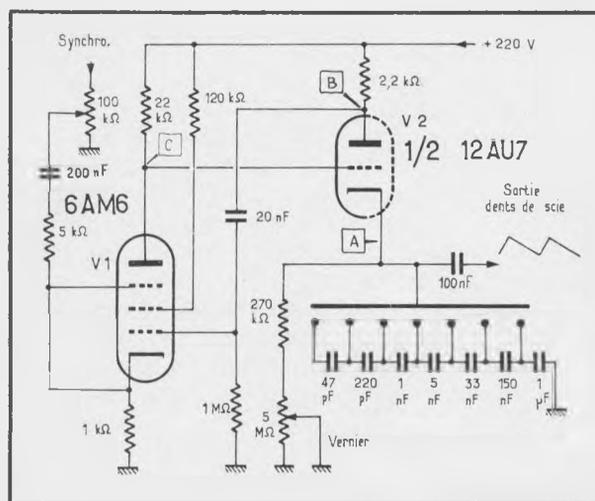
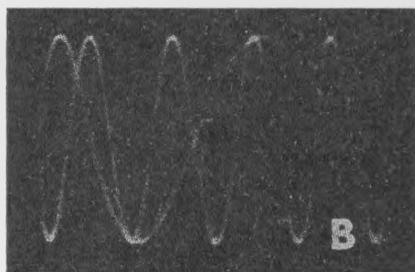
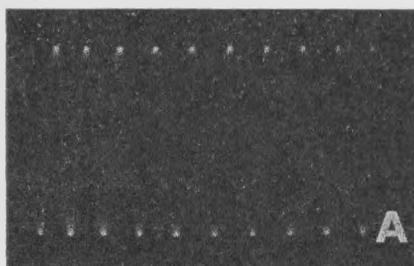


Fig. 1-3. — Variante du montage précédent, mettant en œuvre une pentode, et « montant » aisément à 200 000 Hz.

Il n'est, pour s'en convaincre, que de se reporter au schéma de la figure 1-5, où nous avons représenté les divers oscillogrammes relevés, en fonctionnement, aux points caractéristiques (A, B et C) des bases de temps des figures 1-2 et 1-3.

Les signaux nous intéressant sont ceux reproduits en B et qui, dans chacun des trois montages précités, sont présents sur l'anode du tube de décharge (V2).



A. Le générateur en dents de scie de la figure 1-2 est caractérisé par une excellente linéarité de fonctionnement.
 B. Aux fréquences élevées de balayage la trace de retour diminue la netteté des oscillogrammes.

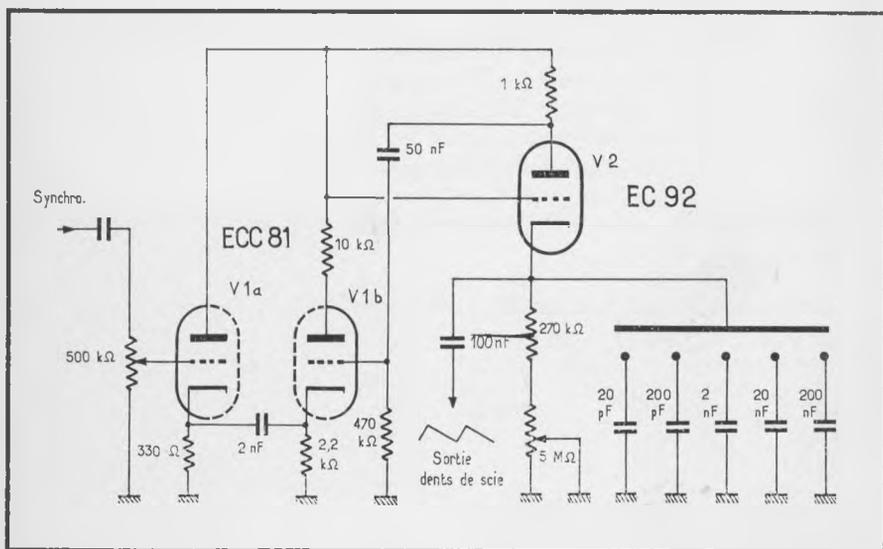


Fig. 1-4. — Cette base de temps, à multivibrateur, utilisant, pour l'injection des signaux de synchronisation, un étage cathodique de liaison, est prévue pour fonctionner à des fréquences élevées de balayage pouvant atteindre 500 kHz.

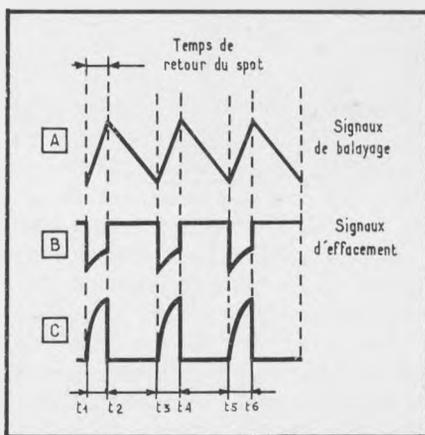


Fig. 1-5. — Oscillogrammes relevés en fonctionnement sur les bases de temps des figures 1-2 et 1-3.

Ayant une durée égale au temps de retour (instants t_1 à t_2 , t_3 à t_4 , t_5 à t_6 , etc.) et étant de polarité négative, ils présentent donc les conditions requises pour être appliqués au wehnelt par l'intermédiaire d'un condensateur à fort isolement (fig. 1-6). Rendant ainsi cette électrode négative, ils bloquent, par suite, l'émission électronique, et la trace lumineuse s'éteint sur l'écran pour reprendre aussitôt que le balayage du tube recommence.

L'augmentation de netteté des oscillogrammes qui en résulte est indéniable ainsi qu'en témoignent les photographies C et D, respectivement obtenues sans effacement et avec effacement de la trace de retour.

INTÉGRATEUR DE MILLER.

Dans le cas d'une base de temps à *intégrateur de Miller*, l'effacement du retour, relève d'une technique similaire.

Toutefois, pour mieux comprendre ce qui se passe, il convient de rappeler brièvement le principe de fonctionnement d'un tel circuit, dont le schéma de principe est donné figure 1-7.

Ici, l'entrée en oscillation de l'ensemble est obtenue au moyen d'un couplage établi entre l'écran (G2) et le supprimeur (G3), ce dernier jouant sur la répartition, entre les circuits d'écran et d'anode, du courant de cathode.

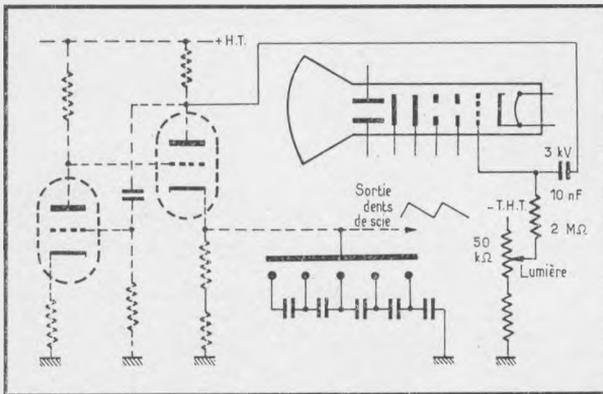


Fig. 1-6. — L'effacement de la trace de retour est obtenu au moyen des signaux prélevés sur l'anode de la deuxième triode, signaux transmis au wehnelt du tube cathodique.

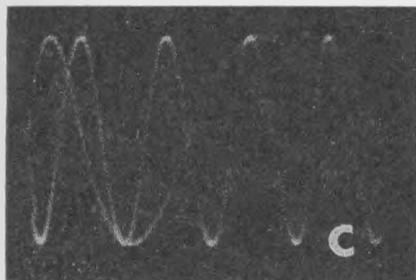
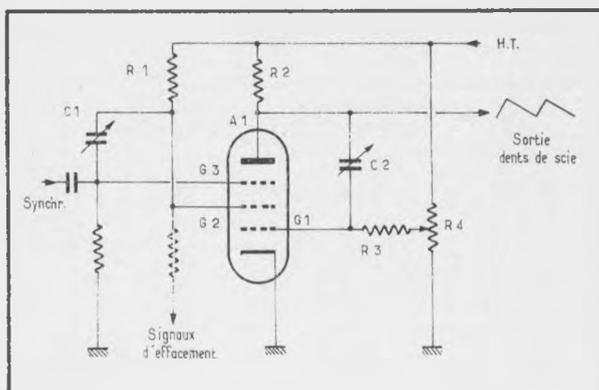
Quand le potentiel du supprimeur (G3) est négatif, les électrons se trouvent captés par l'écran, car ils ne peuvent atteindre l'anode. De ce fait, le courant d'écran augmente, tandis que le courant de plaque diminue.

Or, comme l'écran se trouve couplé au supprimeur au moyen du condensateur C1, le phénomène se trouve renforcé, ce qui amène l'entrée en oscillation du montage.

Tout comme dans les bases de temps à multivibrateur examinées ci-dessus, disposant d'un montage relaxateur, on peut envisager la charge et la décharge d'un condensateur (C2), branché entre anode et grille de la pentode, donc la production de dents de scie.

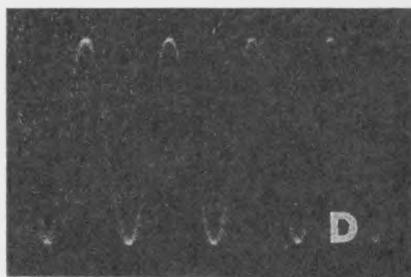
Toute élévation de la tension plaque étant transmise à la grille de la pentode par l'intermédiaire du condensateur C2, on constate, à la fois, une diminution de la polarisation du tube et une augmentation du courant plaque, se traduisant, en fait, par une diminution du potentiel de plaque, diminution venant contrebalancer l'élévation de tension initiale.

Fig. 1-7. — Schéma de principe d'une base de temps relaxée à intégrateur de Miller. L'entrée en oscillation du montage est obtenue par couplage entre G2 et G3.



C. Oscillogramme d'un signal à fréquence élevée obtenu sans effacement de la trace de retour.

D. Le même oscillogramme observé, cette fois, avec effacement du retour. L'amélioration de netteté est sensible.



Dans ces conditions, la charge du condensateur C2 s'effectue très progressivement et avec une excellente linéarité. Les choses se passent donc comme si le condensateur C2 était pratiquement chargé à partir d'une tension n fois supérieure à la H. T. disponible, n étant le gain de l'étage considéré.

Afin de mieux comprendre le fonctionnement du montage, nous avons reproduit, figure 1-8, les formes, amplitudes et phases relatives des différents signaux relevés, en fonctionnement, sur le montage de la figure 1-7.

C'est ainsi qu'en A1 on reconnaît les signaux en dents de scie prélevés sur l'anode de la pentode, la charge du condensateur étant — tout comme dans les montages précédents à multivibrateur — nettement plus rapide que sa décharge.

En G1, on remarque les signaux positifs obtenus sur la grille ; en G2, ce sont les signaux négatifs correspondant au retour du balayage et qui sont utilisés pour bloquer le wehnelt durant le retour du spot sur l'écran.

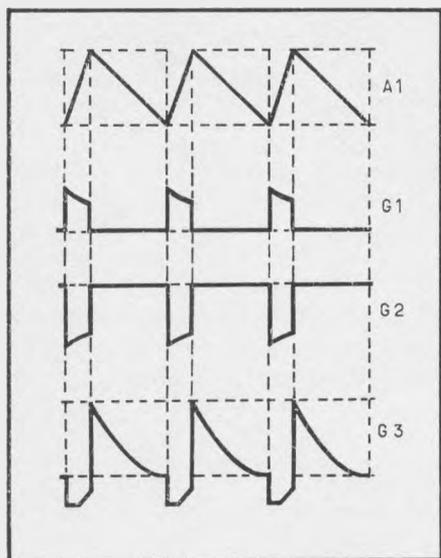


Fig. 1-8. — Formes, amplitudes et phases relatives des signaux engendrés dans le montage de la figure 1-7.

Le schéma détaillé de la base de temps, dérivée du montage de la figure 1-7, est donné figure 1-9. On reconnaît dans l'EF 80 la pentode du circuit transitron à *intégrateur de Miller*, et l'on retrouve les condensateurs, remplaçant C1 et C2, disposés respectivement entre écran et supprimeur d'une part, et anode et grille d'autre part.

Les condensateurs, sélectionnés au moyen d'un contacteur double, permettent de couvrir les différentes vitesses de balayage, le réglage fin étant effectué par l'intermédiaire d'un potentiomètre.

AMÉLIORATION DE L'EFFACEMENT.

Dans les oscilloscopes où la fréquence supérieure de balayage dépasse 100 kHz, l'effacement correct de la trace de retour nécessite le plus souvent la mise en œuvre de moyens plus importants que ceux évoqués ci-dessus.

Souvent il est fait appel à un étage cathodique à basse impédance (fig. 1-10) afin de minimiser l'effet des capacités parasites sur les signaux d'effacement.

Mais, en règle générale, il est d'usage d'utiliser un amplificateur de « blanking » afin d'améliorer l'effacement.

On est alors amené à mettre en œuvre un amplificateur de « blanking », à couplage cathodique, dont le schéma de principe est donné figure 1-12, et qui est caractérisé par la mise à la masse de la grille du second tube (V2).

Le fonctionnement de l'ensemble est fort simple : les signaux transmis sur la grille de la première lampe (signaux d'effacement, de polarité négative, prélevés à la sortie de la base de temps), se retrouvent en phase aux bornes de la résistance de cathode commune aux deux tubes.

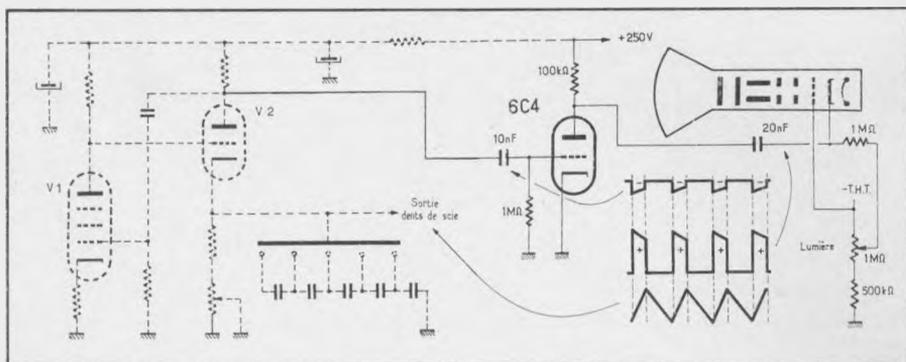


Fig. 1-11. — Lorsque l'amplitude des signaux d'effacement est insuffisante, il convient de faire appel à un étage amplificateur. Cette solution n'est toutefois possible que si l'on peut moduler la cathode du tube cathodique.

La grille de la deuxième lampe étant à la masse, V2 est donc commandée à partir de sa cathode et délivre, de ce fait, dans son circuit d'anode, des signaux de phase identique à ceux appliqués sur la grille de V1, mais, bien entendu, amplifiés en fonction du gain de l'ensemble.

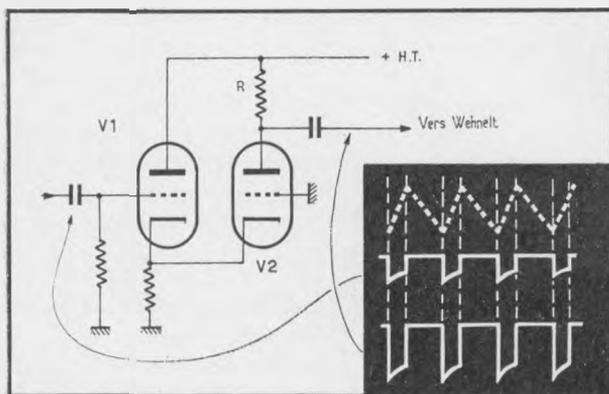


Fig. 1-12. — Si la cathode n'est pas accessible, il n'y a d'autre ressource que d'utiliser un amplificateur de « blanking » fournissant, en sortie, des signaux de même polarité que ceux appliqués à l'entrée.

Le schéma pratique d'un tel montage, effectivement utilisé sur un oscilloscope, est donné figure 1-13. Précisons que V1 et V2 sont les deux tubes de la base de temps, dont seule une partie des circuits a été représentée ; V3 et V4 constituent l'ensemble amplificateur de « blanking », à couplage de cathode.

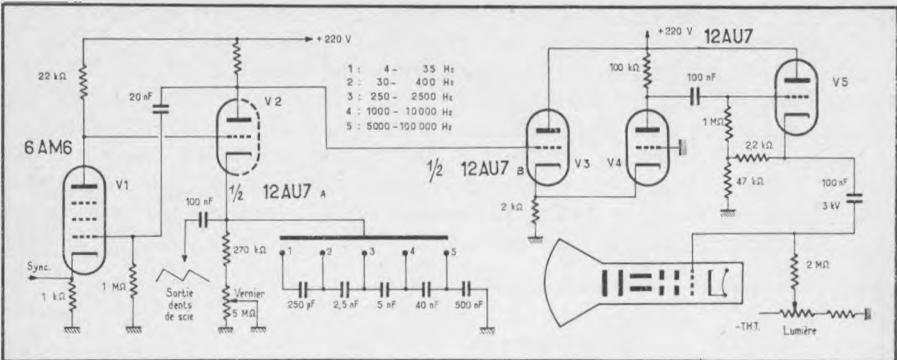


Fig. 1-13. — Circuits d'effacement perfectionnés, mettant en œuvre un amplificateur de « blanking » (V3-V4), suivi d'un cathodyne de couplage à basse impédance (V5).

Quant à V4, il s'agit d'un cathodyne utilisé ici, pour les raisons invoquées plus haut, afin de transmettre à basse impédance les signaux d'effacement destinés au wehnelt du tube cathodique.

LE PROBLÈME DE LA SYNCHRONISATION.

Dans les bases de temps à multivibrateur la synchronisation est, en principe, assurée d'une manière très simple.

Le plus souvent, c'est la cathode du premier tube qui est utilisée comme électrode de commande, les signaux de synchronisation y étant appliqués

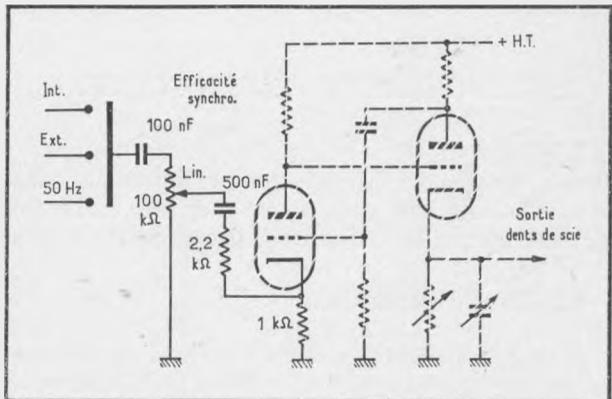


Fig. 1-14. — Les signaux de synchronisation sont appliqués sur la cathode de la première triode.

par l'intermédiaire de circuits sélecteurs et d'un potentiomètre, permettant de doser l'amplitude des signaux de verrouillage (fig. 1-14).

Ceux-ci peuvent provenir soit d'une source externe, soit du réseau, soit de l'oscilloscope lui-même. Lorsqu'il en est ainsi, ils sont le plus souvent

Fig. 1-16. — Avec ce montage, il est possible d'obtenir des signaux de polarité positive ou négative.

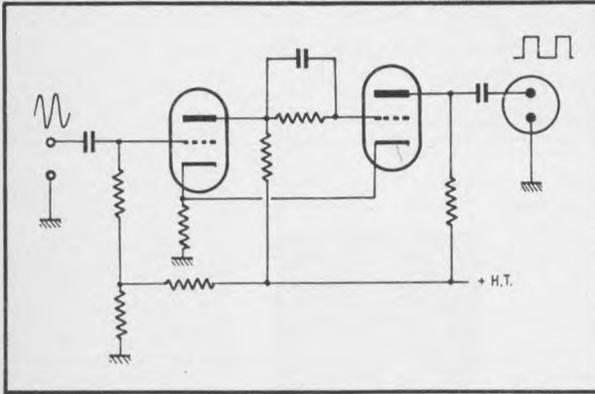
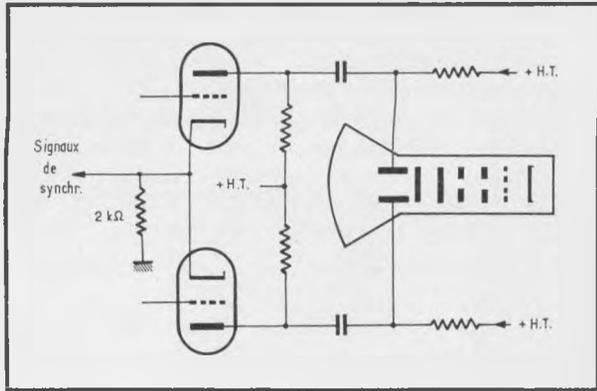
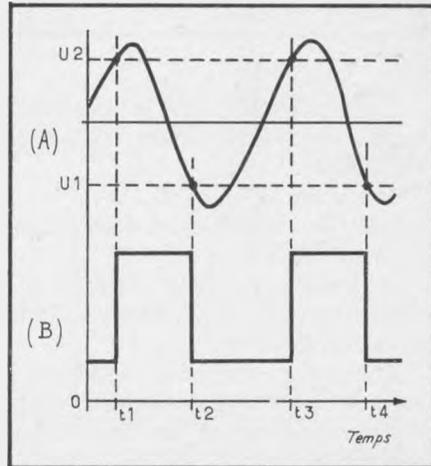


Fig. 1-17. — La bascule de Schmitt fournit des signaux à caractéristique rigoureusement définie.

Fig. 1-18. — Relations de phase entre les signaux présents à l'entrée et à la sortie du montage de la figure 1-17.



pour que le montage se mette effectivement à fonctionner, les signaux de déclenchement — dont la forme peut être quelconque — doivent avoir une amplitude minimale.

Le cas échéant, un étage amplificateur peut donc s'avérer nécessaire, notamment si l'on désire que la base de temps puisse se verrouiller sur des signaux de faible valeur.

D'ailleurs, si l'on désire mettre toutes les chances de son côté, on a intérêt à faire suivre la bascule d'un circuit différentiateur, à la sortie duquel on obtient des impulsions très fines, de polarité double, puis d'un étage écrêteur, de façon à ne retenir que les impulsions de polarité désirée (fig. 1-19).

Inverseur de polarité.

Il est recommandé, du reste, de faire précéder l'ensemble d'un étage inverseur de polarité, tel que celui représenté figure 1-20, de façon à pouvoir déclencher la bascule toujours dans les mêmes conditions, indépendamment de la polarité du signal d'entrée (fig. 1-21).

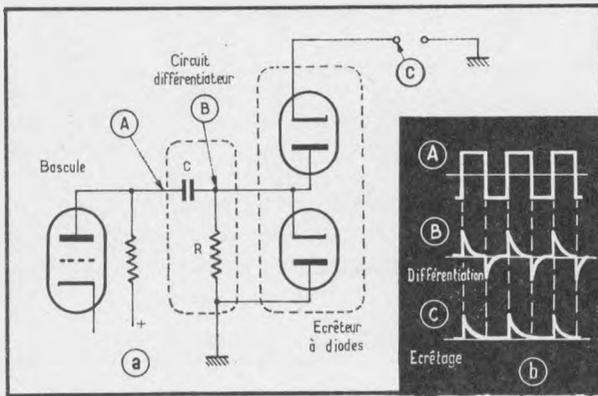


Fig. 1-19. — Les signaux rectangulaires, appliqués à un circuit différentiateur, suivi d'un écrêteur à diodes, donnent naissance à des impulsions de polarité unique.

Dans ces conditions le synoptique de notre base de temps est conforme à celui représenté figure 1-22. Il commence du reste à être passablement compliqué.

Nous avons, en effet, tout d'abord un étage amplificateur de synchronisation (facultatif), suivi d'un étage inverseur de polarité, puis d'une *bascule de Schmitt*.

À la sortie de cette dernière nous rencontrons ensuite un circuit différentiateur, puis un écrêteur à diodes et enfin le générateur de dents de scie à multivibrateur.

Cela, convenons-en, commence à faire beaucoup d'étages, cette complexité étant toutefois compensée par une plus grande efficacité du verrouillage et un fonctionnement quasi automatique des circuits correspondants.

SOLUTION A ENVISAGER.

Mais, malgré cette somme de perfectionnements, il n'empêche que le balayage est toujours du type relaxé. Ce qui, en d'autres termes, signifie que les tops de synchronisation prennent effectivement place à la fin de

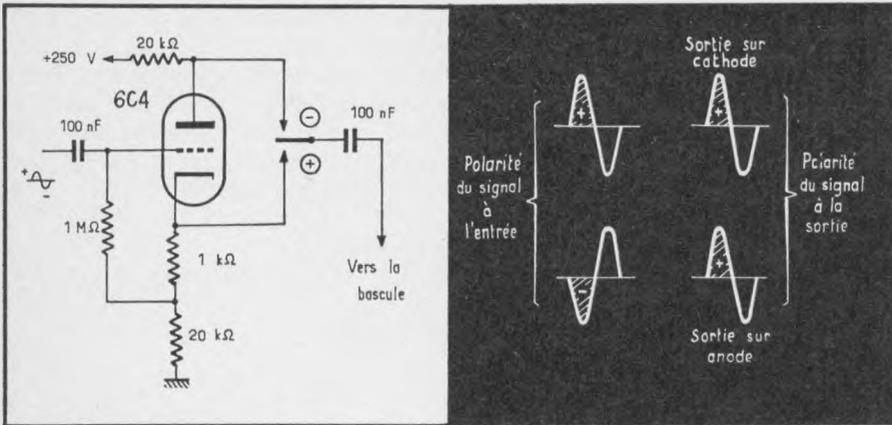


Fig. 1-20 (à gauche). — Un inverseur de polarité peut être constitué par un simple étage cathodyne, à charges réparties.

Fig. 1-21 (à droite). — Le montage de la figure précédente permet de ne pas tenir compte de la polarité des signaux d'entrée.

chaque balayage. Ils n'ont donc, en fait, d'autre rôle que de ramener le spot à gauche de l'écran, d'où il repart immédiatement pour un autre balayage.

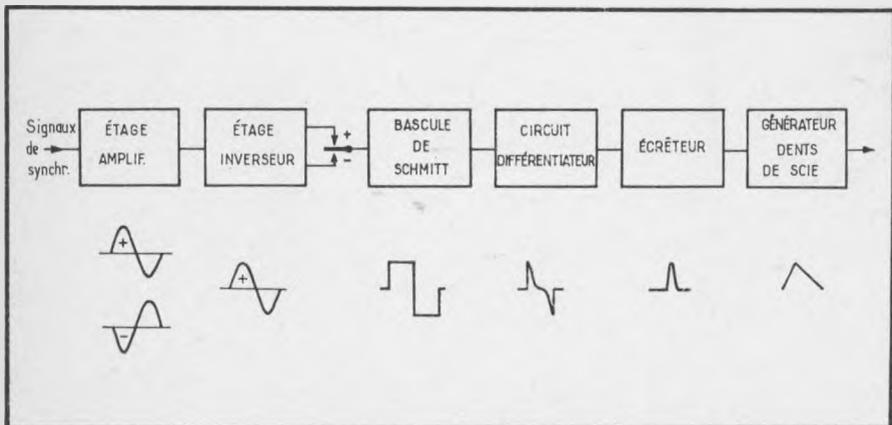


Fig. 1-22. — Synoptique d'une base de temps relaxée à hautes performances, caractérisée par un fonctionnement quasi automatique des circuits de synchronisation.

Il est donc nécessaire que la fréquence de balayage soit un sous-multiple du signal examiné ; ce qui contraint l'utilisateur à retoucher constamment le bouton de réglage fin de la base de temps, sitôt que la fréquence du signal observé varie de part et d'autre du réglage initial.

Pour éviter cela, il n'est qu'un remède : faire appel à une base de temps du type *déclenché*, où chaque balayage — effectué à une vitesse constante — démarre indépendamment du précédent, au moyen d'une impulsion de déclenchement. Cette solution, précisons-le, est actuellement retenue par la grande majorité des constructeurs.

Contrairement à ce que l'on pense, les bases de temps de ce type ne sont guère plus complexes que celles que nous avons pu examiner jusqu'à maintenant. Ainsi que nous allons le voir leur conception n'est pas sans rappeler celle de la base de temps relaxée, dont nous avons donné le synoptique figure 1-22, les circuits utilisés étant pratiquement les mêmes.

CHAPITRE II.

LES BASES DE TEMPS DÉCLENCHÉES

Dans les bases de temps déclenchées, le spot lumineux ne parcourt l'écran qu'autant que les circuits de balayage ont reçu une impulsion de démarrage.

Ce parcours, unique, s'effectue à une vitesse bien déterminée, dépendant exclusivement de la charge (ou de la décharge) linéaire d'un condensateur.

A la fin de son parcours, le spot — contrairement à ce qui se passe dans les montages du type relaxé — ne repart pas aussitôt pour un nouveau balayage : il demeure en effet à gauche de l'écran, où il s'immobilise dans l'attente d'une autre impulsion de déclenchement.

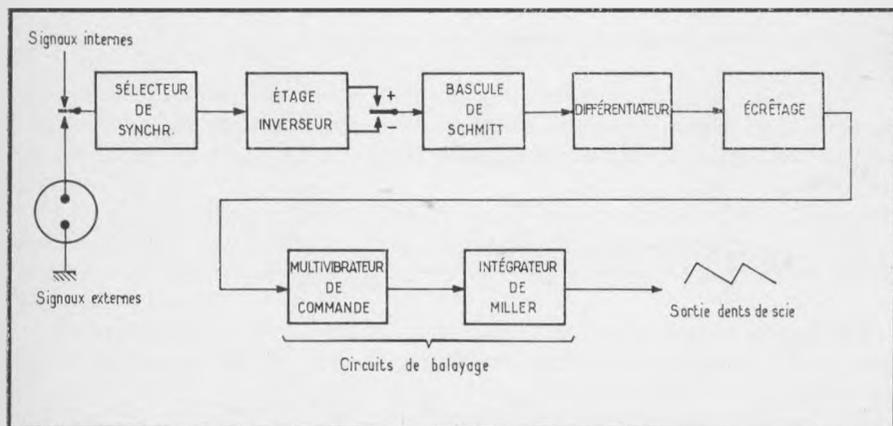


Fig. 2-1. — Synoptique d'une base de temps du type déclenché.

Cette particularité suppose, d'une part, l'emploi d'un amplificateur horizontal à courant continu, d'autre part, l'utilisation d'un circuit spécial, dit « d'allumage », bloquant le wehnelt du tube cathodique pendant cette période d'attente, afin d'éviter à l'écran d'être brûlé par le spot.

Grâce à cette période d'attente, on comprend que la synchronisation des circuits de balayage proprement dits soit extrêmement aisée, la vitesse de balayage étant, en effet, indépendante de la fréquence du signal.

D'ailleurs, lorsque l'on manœuvre le sélecteur de vitesse d'une base de temps de ce type, on constate que le nombre des périodes du signal observé varie soit en augmentant, soit, au contraire, en diminuant, mais sans pour autant que les images observées se mettent à défiler.

A titre indicatif, nous donnons, figure 2-1, le synoptique d'une base de temps du type déclenché, que l'on pourra comparer utilement à celui de la base de temps perfectionnée — mais du type relaxé — que nous avons donné figure 1-22.

L'examen des deux figures montre que les différences sont très minimes ; en réalité elles ne portent que sur les circuits, dits de balayage, où l'on rencontre du reste un multivibrateur de commande, associé à un tube de décharge, montage qui ne nous est pas inconnu.

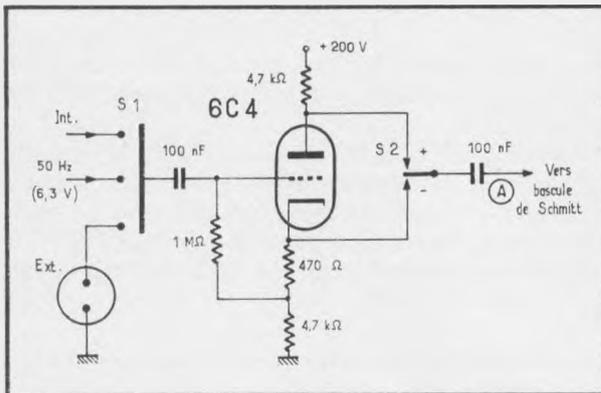


Fig. 2-2. — L'étage inverseur de polarité fait appel à un montage cathodyne.

Néanmoins, afin de rendre plus aisée la compréhension du fonctionnement de l'ensemble, nous allons opérer une distinction entre, d'une part, les circuits de sélection et, d'autre part, les circuits de balayage proprement dits.

LES CIRCUITS DE SÉLECTION.

La réalisation des circuits de sélection est en tous points conforme à ce que nous avons pu dire précédemment, à propos des bases de temps relaxées.

Ces circuits permettent, entre autres choses, d'obtenir, à volonté, un signal en phase ou, au contraire, déphasé de 180° par rapport à celui appliqué à l'entrée du montage.

Un tel étage est absolument indispensable, étant donné que la bascule lui faisant suite ne peut être déclenchée qu'à partir de signaux de polarité négative.

Donc, selon le cas, les signaux seront prélevés soit sur l'anode, soit sur la cathode d'un tube monté en cathodyne (fig. 2-2). Précisons qu'ils peuvent avoir différentes origines, leur provenance étant sélectionnée au moyen du contacteur S1, et leur polarité au moyen de S2.

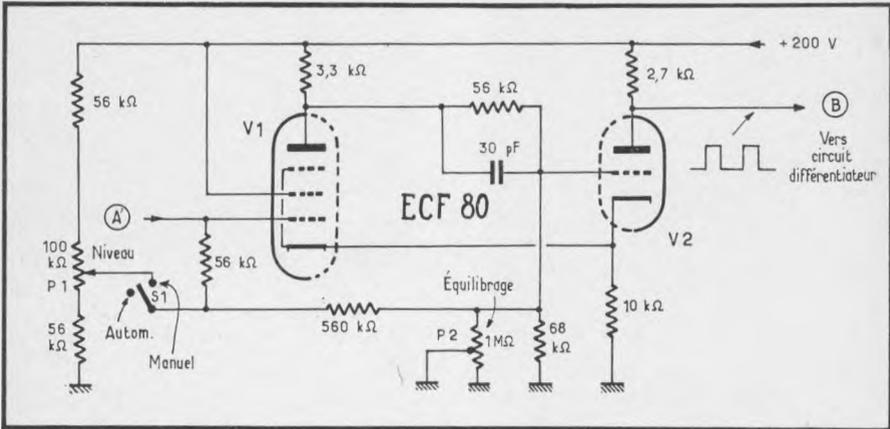


Fig. 2-3. — La mise en forme des signaux s'effectue au moyen d'une bascule de Schmitt.

Prélevés au point A, ces signaux sont ensuite transmis à une *bascule de Schmitt* (fig. 2-3), faisant fonction d'étage de mise en forme, et destinée à les transformer en créneaux, afin d'obtenir plus aisément des impulsions de déclenchement à fronts raides, après différentiation.

CONSIDÉRATIONS PRATIQUES.

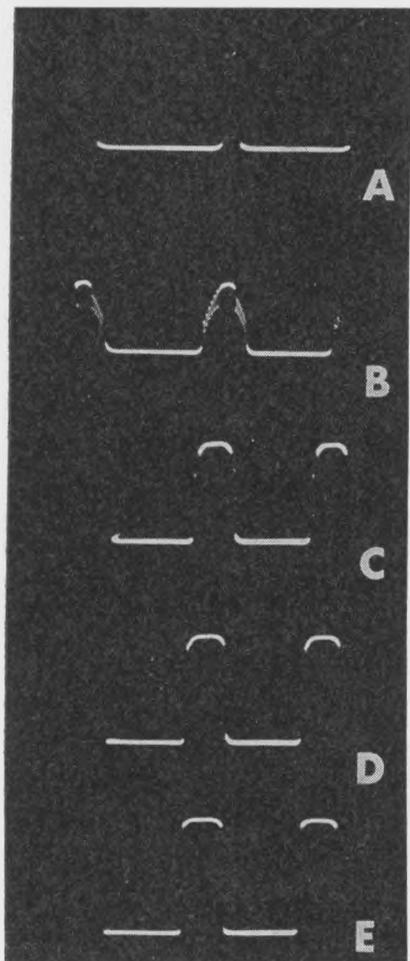
Bien que le schéma de cette bascule soit des plus classiques, quelques remarques s'imposent, notamment en ce qui concerne le rôle joué par P1 et S1.

Lorsque ce contacteur est ouvert (position « Auto »), le déclenchement de la bascule est obtenu exclusivement en fonction du niveau moyen du signal appliqué. Pour qu'il en soit effectivement ainsi, P2 doit être convenablement réglé.

Cela est vérifié en injectant, au point A' du montage de la figure 2-3, un signal sinusoïdal à 1 000 Hz (0,1 V crête) et en retouchant P2 jusqu'au moment où, avec un oscilloscope de contrôle branché au point (B), on observe un signal tel que celui représenté par l'oscillogramme A : il signifie que l'on est à la limite inférieure de déclenchement du trigger. Du reste, si l'on tourne P2 en sens inverse, ce signal doit disparaître.

En continuant à tourner progressivement P2 dans le sens direct, on doit ensuite obtenir les signaux représentés respectivement par les oscillogrammes B, C et D.

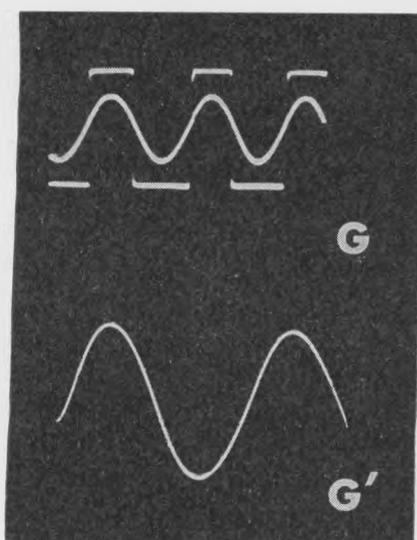
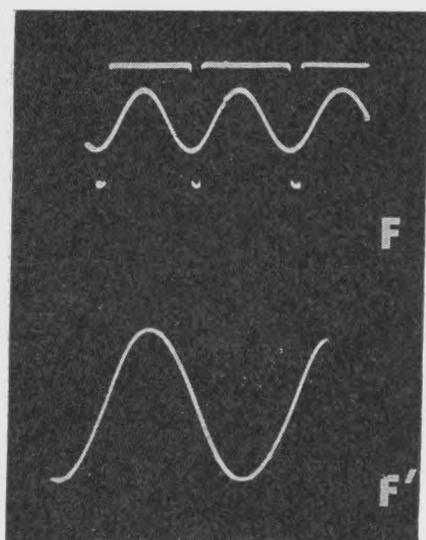
A noter que le « toit » de ce dernier créneau n'est pas parfaitement symétrique : sur l'oscillogramme examiné, on constate en effet que l'arrondi de gauche descend davantage que celui de droite. Une légère et ultime retouche de P2 est alors indispensable de façon à obtenir le signal représenté par l'oscillogramme E, traduisant une parfaite symétrie de fonctionnement de la bascule.



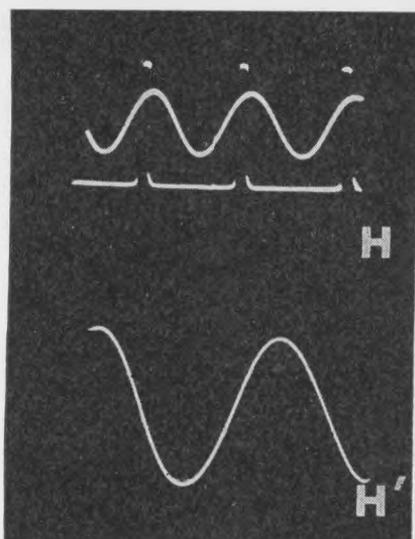
Signaux obtenus sur l'anode de V2 (fig. 2-3) et mettant en évidence les différentes étapes du réglage de P2. L'oscillogramme A est observé à la limite inférieure du déclenchement. L'oscillogramme E correspond à un parfait équilibrage du montage.

Voyons maintenant ce qui se passe lorsque le contacteur S1 est fermé. A ce moment, P1 se trouve mis en circuit. Par action sur ce dernier, il devient possible de modifier la polarisation de grille de V2, et par suite, le niveau de déclenchement de la bascule.

Cette particularité est fort intéressante : elle autorise, en effet, le déplacement du point de déclenchement de la bascule, d'une crête à l'autre des



Oscillogrammes mettant en évidence le déplacement du point de déclenchement de la bascule (F, G, H). Les signaux du haut, relevés avec un commutateur électronique montrent la variation de la largeur du créneau obtenu, en fonction du seuil choisi. En F', G' et H', signaux observés sur l'écran de l'oscilloscope montrant comment se déplace le point de départ du balayage.



signaux examinés, ainsi que le mettent en évidence les oscillogrammes F, G et H.

Ceux-ci, relevés avec un oscilloscope double trace, montrent comment, en faisant varier le niveau de déclenchement de la bascule, cette dernière peut être pratiquement commandée, à partir de n'importe quel point d'un signal appliqué à l'entrée du montage (ici, une sinusoïde).

Les oscillogrammes F', G' et H' illustrent les résultats obtenus, les signaux représentés ici étant en fait ceux observés sur l'écran de l'oscilloscope équipé des circuits de balayage que nous sommes en train d'examiner.

Ainsi qu'on a pu le voir grâce aux oscillogrammes F, G et H, la largeur des créneaux présents à la sortie de la bascule est essentiellement variable. Etant ensuite différenciés, ces signaux donnent lieu à la sortie (C) du montage de la figure 2-4 à des impulsions fines, de polarité double, dont la phase varie en fonction de la sinusoïde de déclenchement (oscillogrammes I et J).

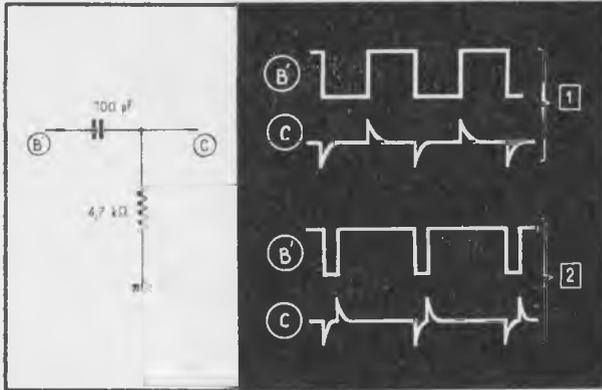
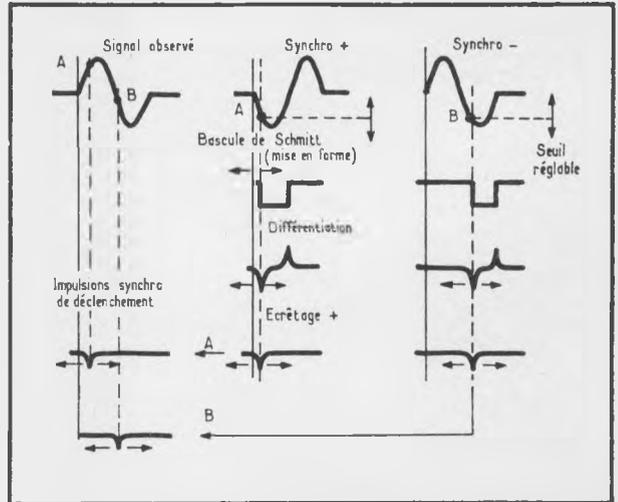


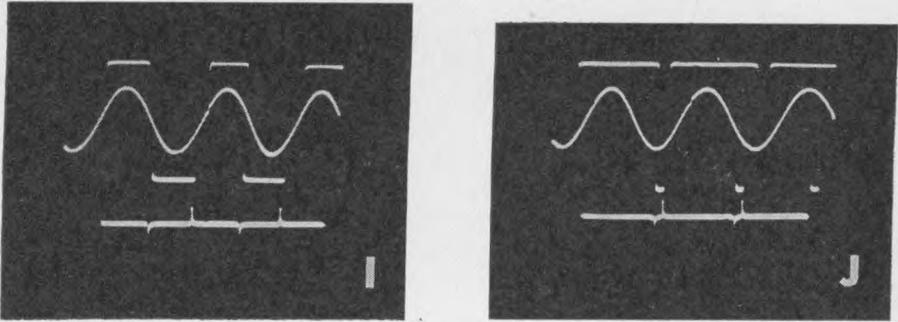
Fig. 2-4. — Les signaux rectangulaires, obtenus à la sortie de la bascule de Schmitt, étant différenciés, donnent lieu à des impulsions de polarité double dont l'écart est proportionnel à la largeur des créneaux.

Fig. 2-5. — Principe de fonctionnement des circuits de synchronisation.



Grâce à un montage écreteur à diodes, seules les impulsions négatives — dont la position est essentiellement mobile — sont conservées. Ce sont elles qui sont utilisées pour commander les circuits de balayage, qu'elles peuvent donc déclencher en un point quelconque du signal observé.

Toutes ces opérations sont résumées figure 2-5 où l'on peut suivre le déroulement des diverses opérations ayant trait à la synchronisation. Grâce à cette figure on voit notamment comment, par le moyen de l'étagé inverseur de polarité (cf. fig. 2-2), le déclenchement de la bascule de



Relevés à l'aide d'un commutateur électronique à trois voies, les oscillogrammes I et J montrent de quelle façon la position des impulsions à polarité double — obtenues par différentiation — varie en fonction du point de déclenchement.

Schmitt s'effectue soit au point A, soit au point B de la sinusoïde examinée.

Cette même figure explique encore comment le déplacement du seuil de déclenchement produit un déphasage du créneau fourni par la bascule, eu égard au signal observé.

Elle nous montre enfin comment, seules les impulsions négatives résultant de la différentiation du signal issu de la bascule peuvent agir sur le déclenchement des circuits de balayage proprement dits, qui constituent la partie essentielle de la base de temps déclenchée.

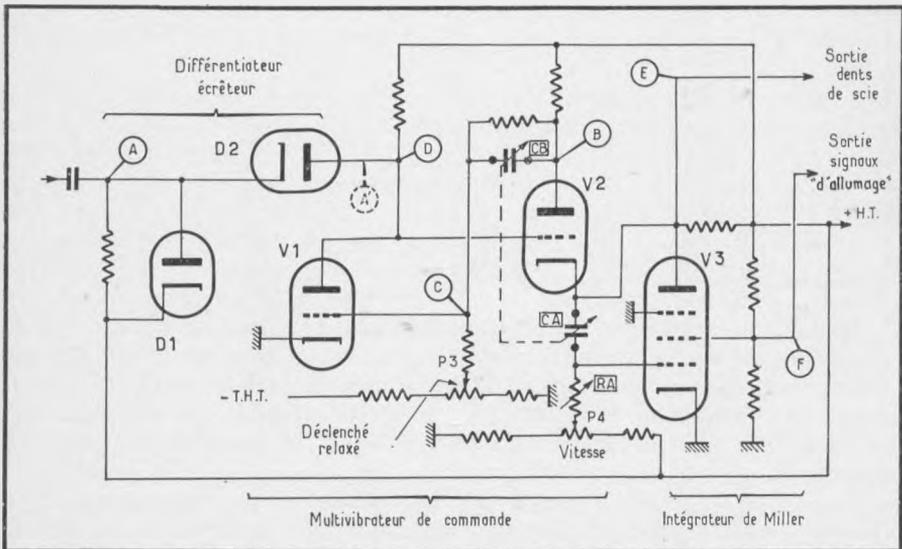


Fig. 2-6. — Synoptique d'une base de temps du type déclenché, à intégrateur de Miller.

LES CIRCUITS DE BALAYAGE.

Ainsi que nous avons déjà eu l'occasion de le préciser, les circuits de la base de temps sont constitués principalement par l'association d'un multivibrateur de commande (V1-V2) et d'un *intégrateur de Miller* (V3), dont le schéma synoptique est donné figure 2-6.

Le fonctionnement de l'ensemble peut se résumer comme suit : supposons tout d'abord, qu'à l'instant t_0 (fig. 2-7) une impulsion négative (figurée en A'), issue des circuits de sélection, soit appliquée au travers de la diode D2, sur la grille de V2.

Aussitôt, le courant plaque de ce tube se met à diminuer, tandis que sa tension plaque augmente (signal B, fig. 2-7), rendant plus positive la grille de V1.

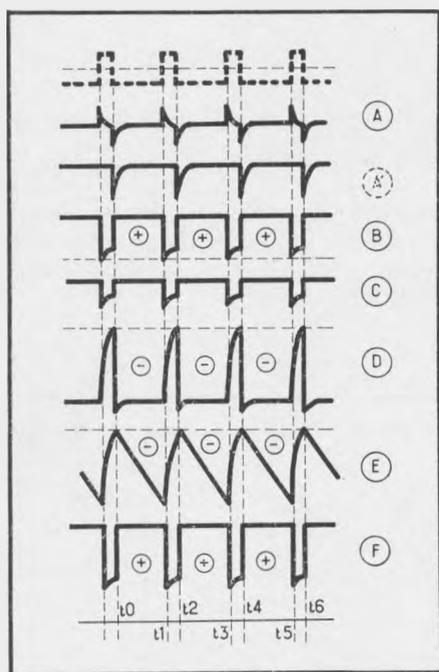


Fig. 2-7. — Forme, amplitude et phase relative des divers signaux relevés en cours de fonctionnement sur la base de temps déclenchée de la figure 2-9. Les signaux dits « d'allumage » du spot sont représentés en F ; leur durée est égale au trajet « aller » du faisceau de balayage.

Le courant de plaque de V1 augmentant, et sa tension d'anode diminuant (signal D), la diode D2 cesse alors d'être conductrice ; conséquence pratique, toute autre impulsion de déclenchement perd donc ainsi la possibilité d'atteindre la grille de V2 et de perturber le cycle de fonctionnement de la base de temps, tant que celle-ci n'est pas revenue à son état de départ.

A noter que, dans le même temps, la grille de V2 devient plus négative. Ce phénomène (augmentation du courant de plaque de V1 et diminution de celui de V2) continuant par effet cumulatif jusqu'au moment où V2 est bloqué, aucun courant ne traverse plus ce tube.

Or, à cet instant précis, la pentode V3 cessant d'être alimentée, le condensateur [C.A], disposé entre grille et plaque de ce tube, commence alors à se décharger dans le circuit constitué par l'espace grille-cathode, la H. T. et la résistance de fuite de grille de V3.

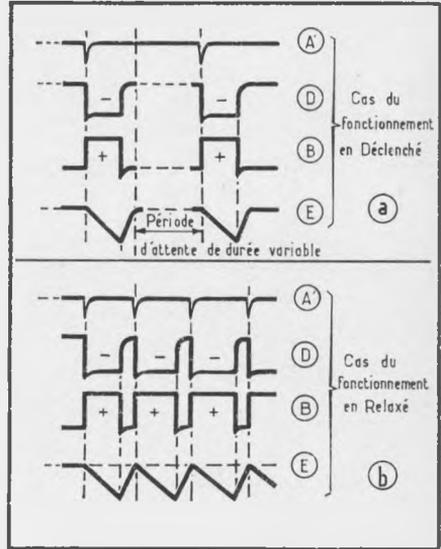


Fig. 2-8. — Illustration graphique du fonctionnement en déclenché (a) et en relaxé (b).

La cathode de V2 étant reliée à l'anode de V3, on comprend que, dans ces conditions, le potentiel de cette électrode se mette également à diminuer jusqu'au moment où, se rapprochant suffisamment de celui de la grille, le courant plaque de V2 puisse s'établir à nouveau, entraînant le blocage de V1.

A ce moment, le cycle est bouclé, ce qui nous replace dans les conditions initiales, jusqu'à ce qu'une nouvelle impulsion de déclenchement, transmise par D2 — redevenue conductrice — fasse démarrer à nouveau le processus de fonctionnement de l'ensemble.

Il convient toutefois de noter que le réglage du potentiomètre P3 — en jouant sur la valeur de la tension de polarisation de V1 — permet de modifier le régime de fonctionnement du multivibrateur (V1-V2) ; pour un certain niveau de la tension grille de V1, l'ensemble est bloqué, attendant l'arrivée d'une impulsion négative : cas du fonctionnement en déclenché (fig. 2-8 a) ; pour une autre valeur de cette tension grille, la polarisation de V1 est insuffisante pour que ce tube se bloque en fin de cycle et le montage continue alors à osciller : cas du fonctionnement en relaxé (fig. 2-8 b).

En pratique, le schéma d'une base de temps du type déclenché se présente sous la forme du schéma de la figure 2-9.

Afin que l'on puisse s'y reconnaître plus aisément, nous avons respecté la disposition générale des composants du schéma théorique de la figure 2-6.

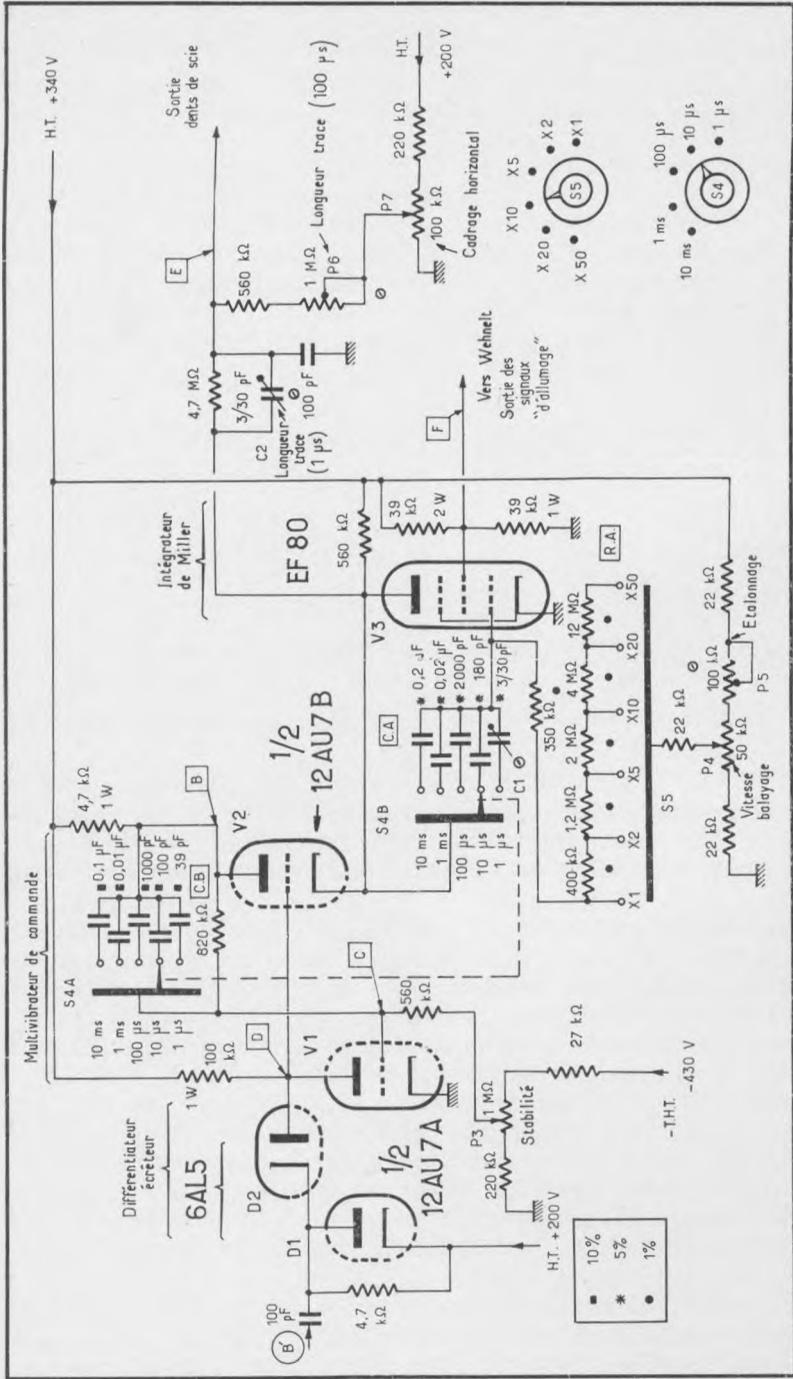


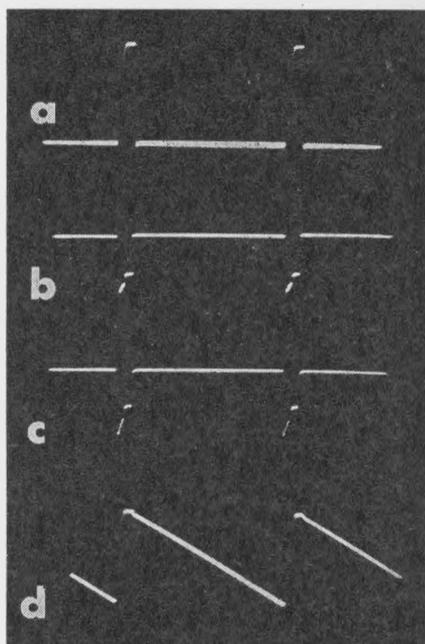
Fig. 2-9. — Schéma pratique d'une base de temps déclenchée, couvrant de 10 ms/cm à 1 μs/cm.

C'est ainsi que V1 et V2 — constitués respectivement par les deux sections d'une double triode, genre 12 AU 7 — ne sont autres que les deux tubes du multivibrateur de commande ; quant à V3 (une EF 80), il s'agit tout simplement de l'étage *intégrateur de Miller*.

Précisons, qu'en [C.B] et [C.A], nous retrouvons les condensateurs utilisés respectivement au niveau du multivibrateur et de l'intégrateur ; ils sont sélectionnés à partir d'un contacteur unique (S4), directement gradué en vitesses de balayage : 10 ms/cm à 1 μ s/cm.

En [R.A], choisies par le contacteur S5, nous avons les diverses résistances déterminant la vitesse de décharge des condensateurs sélectionnés par [C.A], l'étalonnage de l'ensemble étant assuré par le potentiomètre P5.

Les oscillogrammes nous montrent l'aspect réel des signaux relevés sur la base de temps déclenchée de la figure 2-9. A noter la forme des signaux du multivibrateur (a) et l'excellente linéarité des dents de scie (d).



Des signaux de déblocage du faisceau électronique étant nécessaires pour « allumer » le tube cathodique lors de chaque balayage, ces derniers sont prélevés en F, c'est-à-dire sur l'écran de l'*intégrateur de Miller* (V3).

Ces signaux de polarité positive (cf. fig. 2-7) ont même durée que les dents de scie pendant lesquelles on peut les observer ; au repos, ou pendant le retour, ils sont absents, le spot lumineux étant alors normalement éteint.

C'est sur la plaque de V3 que l'on recueille les signaux de balayage. En principe ils ne sont pas transmis directement à l'entrée de l'amplificateur de balayage horizontal. Ils doivent, au préalable, traverser un circuit compensateur (4,7 M Ω /30 pF) destiné au réglage de l'amplitude du signal de sortie sur la position de balayage la plus rapide (1 μ s).

Le réglage de l'ensemble (C2) s'effectue au moment de la mise au point de l'oscilloscope, ce condensateur ajustable devant être alors réglé pour obtenir sur l'écran une trace lumineuse de même longueur qu'à 100 ms. Pour cette dernière vitesse le réglage est réalisé en jouant sur la valeur de P6.

MONTAGE PLUS ÉVOLUÉ.

Les circuits de la base de temps que nous venons de décrire se rencontrent sur des oscilloscopes dont l'amplificateur vertical est prévu pour l'examen de signaux pouvant atteindre quelques mégahertz.

Dans ses grandes lignes, ce schéma est du reste repris — à quelques variantes près — par un certain nombre de constructeurs proposant des appareils dont la bande passante atteint 6 à 7 MHz.

Passé le cap des 10 MHz, les problèmes de synchronisation deviennent très difficiles à résoudre et l'on est alors obligé de faire appel à des circuits de conception particulière.

Mais, ainsi que nous allons pouvoir nous en rendre compte par la description d'un montage pratique, ces circuits ne sont pas très différents de ceux que nous avons pu examiner ci-dessus. Nous n'en voulons du reste pour preuve que le synoptique de la figure 2-10 consacré à une base de temps à hautes performances et où nous retrouvons notamment les circuits de sélection des impulsions de déclenchement (comprenant, entre autres, un étage inverseur de polarité, un amplificateur de synchronisation, et une

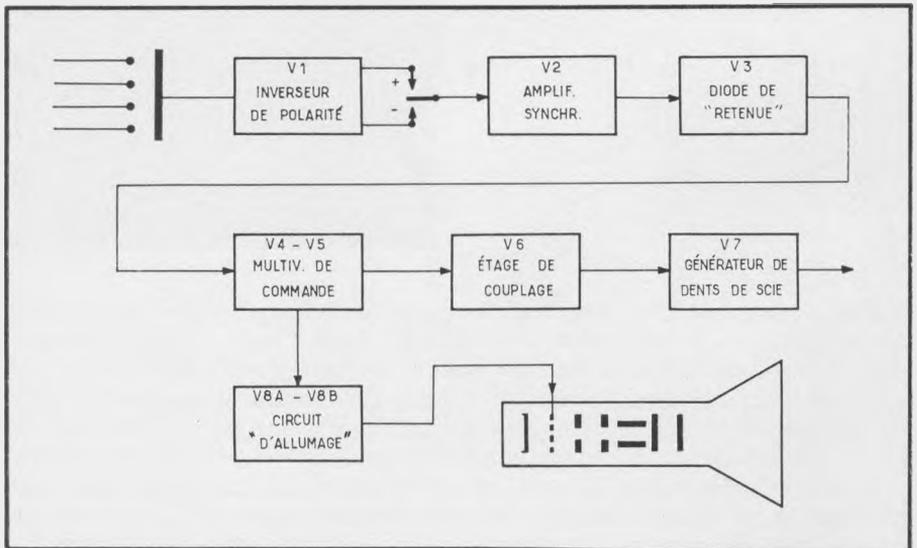


Fig. 2-10. — Synoptique d'une base de temps déclenchée à hautes performances destinée à être utilisée sur un « synchroscope ».

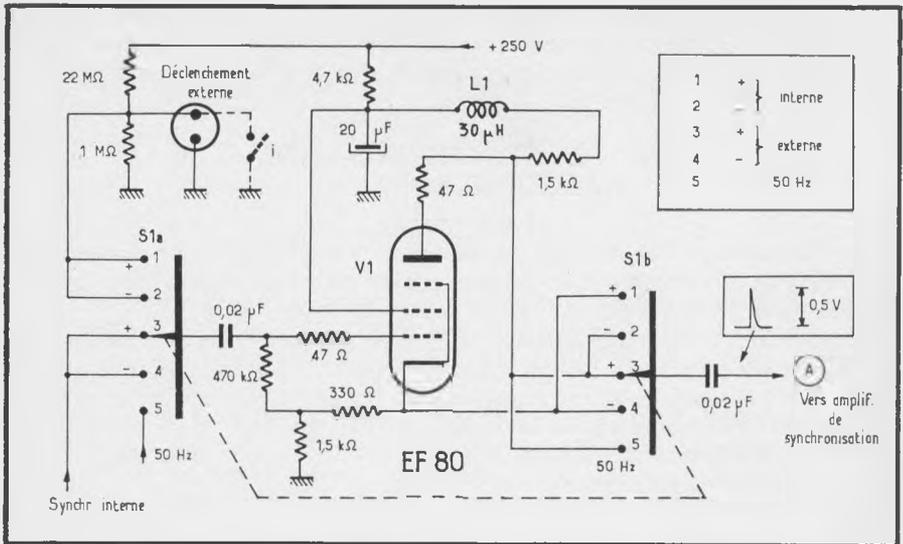


Fig. 2-11. — Détail des circuits de sélection utilisés en liaison avec l'étage inverseur de polarité.

diode de retenue), un multivibrateur de commande et les circuits de balayage proprement dits. Examinons dans l'ordre les fonctions remplies par ces différents étages en commençant par...

... LES CIRCUITS DE SÉLECTION ET L'INVERSEUR DE POLARITÉ.

Le montage retenu (fig. 2-11) nous est familier. Il s'agit, en effet, d'un étage cathodyne — plus exactement à charges réparties — et dont la grille peut être reliée par l'intermédiaire de S1 a à diverses sources de déclenchement : interne (+ ou —), externe (+ ou —), 50 Hz...

La deuxième section du contacteur (S1 b) est placée en sortie de l'étage, de manière à pouvoir obtenir, au point A, des signaux de polarité toujours positive, et cela quelle que soit la polarité des signaux de déclenchement envoyés sur la grille de V1.

Deux remarques s'imposent toutefois : la première a trait à la prise « déclenchement externe », sur laquelle il est normalement prévu d'appliquer des signaux engendrés en dehors de l'appareil et destinés au verrouillage des circuits de la base de temps examinée plus loin. La borne « active » de cette prise étant portée à un potentiel positif, grâce à un pont de résistances disposé entre le + H. T. et la masse, il est ainsi possible de synchroniser la base de temps à partir de l'ouverture et de la fermeture d'un simple contact (i), représenté sur le dessin en pointillé.

La deuxième remarque concerne le circuit d'anode de V1 : afin de minimiser l'action des capacités parasites — n'oublions pas que cet étage est appelé à transmettre des signaux à fréquence très élevée — une bobine

de correction (L1) a été disposée en série avec la résistance de charge. Semblable précaution n'a toutefois pas été jugée utile à propos du circuit de cathode de V1, ce dernier travaillant à très basse impédance.

AMPLIFICATEUR DE SYNCHRONISATION ET DIODE DE « RETENUE ».

Le verrouillage des circuits de balayage proprement dits devant être très efficace, notamment aux fréquences les plus élevées, un étage amplificateur intermédiaire est utilisé à la sortie des circuits de V1.

Celui-ci (fig. 2-12), réalisé autour d'un tube à forte pente, permet de faire d'une pierre deux coups : d'une part, il augmente l'amplitude des impulsions de synchronisation, rendant celles-ci plus efficaces, d'autre part il réalise une inversion de polarité indispensable, seuls des signaux négatifs pouvant effectivement être utilisés pour déclencher le basculement du multivibrateur de commande, connecté après la diode V3.

Notons que la grille du tube V2 fait retour à un potentiel négatif, ajustable au moyen du potentiomètre P1, ce dernier autorisant une modification du gain de l'étage et, par voie de conséquence, de l'efficacité de la synchronisation.

La diode V3 est utilisée ici en tant qu'élément de couplage au multivibrateur de commande, constitué par V4 et V5 (fig. 2-13).

Théoriquement, ce rôle pourrait être tenu par un condensateur. Cependant, en procédant de la sorte, on se priverait d'une particularité intéressante.

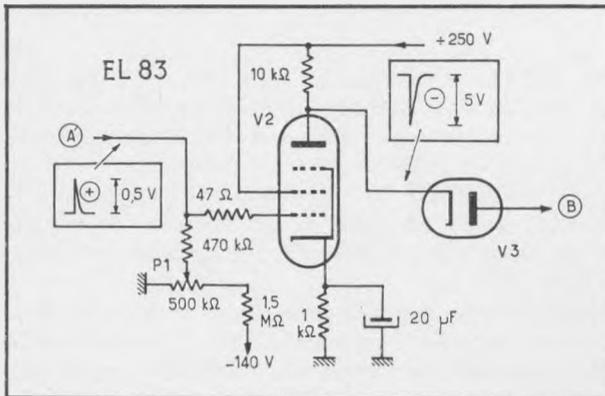


Fig. 2-12. — L'amplificateur de synchronisation est équipé avec un tube EL 83. La liaison vers le multivibrateur de commande s'effectue par la diode V3.

En effet, dès l'instant que l'impulsion négative de déclenchement est transmise à l'anode de V4 (fig. 2-13), le multivibrateur démarre et le potentiel d'anode de V4 s'abaisse.

Dans ces conditions, l'anode de V3 devenant négative par rapport à sa cathode, la diode cesse d'être conductrice, cette condition étant en fait maintenue jusqu'à ce que le multivibrateur ait effectué un cycle complet

et repasse à l'état initial, dans lequel il peut seulement être à nouveau déclenché.

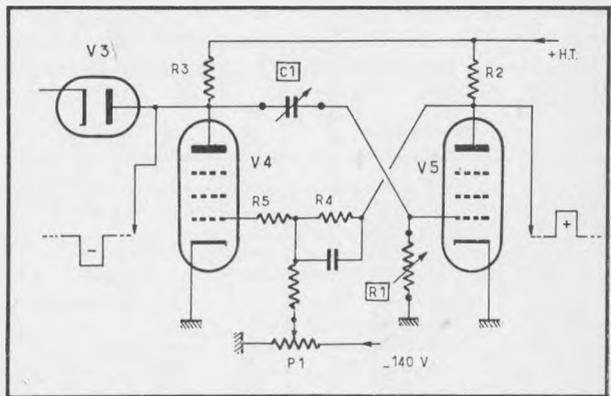
Ainsi, la diode V3 « retenant » d'éventuelles impulsions de déclenchement intervenant en cours du cycle, le fonctionnement du multivibrateur ne peut être perturbé par des signaux externes.

MULTIVIBRATEUR DE COMMANDE.

Les signaux de déclenchement, de forme et de fréquence essentiellement variables, ne pouvant être utilisés directement pour donner naissance aux dents de scie de balayage, on les applique au préalable à un multivibrateur de commande.

Celui-ci (fig. 2-13) est constitué par deux tubes pentode (V4 et V5) ; en période d'attente, le tube V5 est normalement conducteur, sa grille étant portée au même potentiel que sa cathode ; dans ces conditions, la tension d'anode de ce tube est relativement basse, étant donné la chute de tension existant aux bornes de la résistance R2.

Fig. 2-13. — Schéma de principe du multivibrateur de commande ; les éléments variables sont constitués par C1 et R1.



De son côté, la grille de V4 se trouve polarisée bien en dessous du cut-off, une tension négative lui étant appliquée par l'intermédiaire de P1 et de l'ensemble diviseur R4-R5.

Le montage demeure dans cette position jusqu'à ce qu'une impulsion négative de déclenchement lui soit transmise par l'intermédiaire de la diode V3.

Appliquée à la fois sur l'anode de V4 et sur la grille de V5 — *via* le condensateur C1 — cette impulsion a pour effet de faire baisser la tension plaque de V4 et de rendre négative la grille de V5.

La tension plaque de V5 s'élevant alors, la grille de V4 voit son potentiel devenir positif, et augmenter jusqu'au moment où ce tube se débloque ; à l'inverse, V5, ayant sa grille portée à un potentiel négatif important, se bloque.

Ayant ainsi basculé, le multivibrateur va se maintenir dans cet état jusqu'à ce que C1 se décharge, rendant alors la grille de V5 moins négative et entraînant le déblocage de ce tube.

Redevenant conducteur, le tube V5 voit sa tension plaque s'abaisser, tandis que la grille de V4 redevient négative, faisant ainsi démarrer un nouveau basculement qui se termine par le passage au cut-off de V4 et le déblocage de V5, condition existant avant l'arrivée de l'impulsion négative de déclenchement.

C'est ainsi que, sur la plaque de V4, on recueille un signal rectangulaire négatif, tandis que sur celle de V5 on obtient un créneau positif, signaux qui seront respectivement utilisés pour commander le générateur de balayage proprement dit et pour « allumer » le tube cathodique pendant la période d'aller du balayage.

LE GÉNÉRATEUR DE BALAYAGE.

Nous venons de le voir, les impulsions de déclenchement ne sont pas utilisées directement pour agir sur les circuits de balayage. Elles sont tout d'abord transformées en signaux rectangulaires, aux caractéristiques parfaitement définies, grâce à un multivibrateur de commande.

Examinons maintenant comment ces créneaux agissent sur les circuits de balayage (fig. 2-14). Durant la période d'attente, le tube V6 est conducteur, car il n'est pas polarisé : sa plaque se trouve normalement à un potentiel très faible.

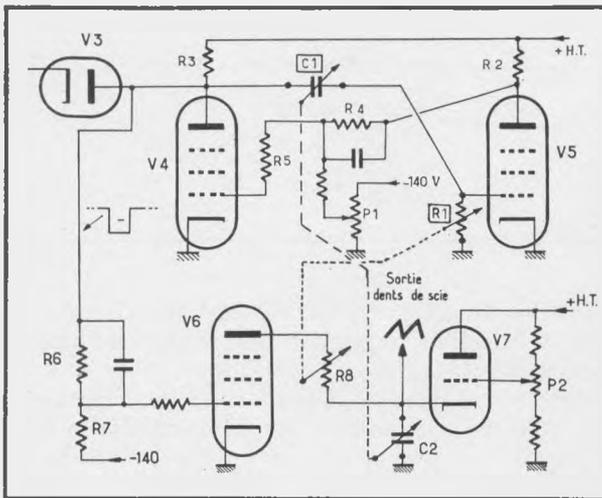


Fig. 2-14. — Le générateur de balayage (représenté dans le bas du dessin) est excité à partir des signaux délivrés par le multivibrateur de commande.

Quand une impulsion de déclenchement est transmise par V3 au multivibrateur de commande, le créneau négatif apparaissant sur l'anode de V4 bloque la grille de V6.

La tension plaque de ce tube s'élève alors avec une vitesse dépendant de la valeur de R8 et de C2.

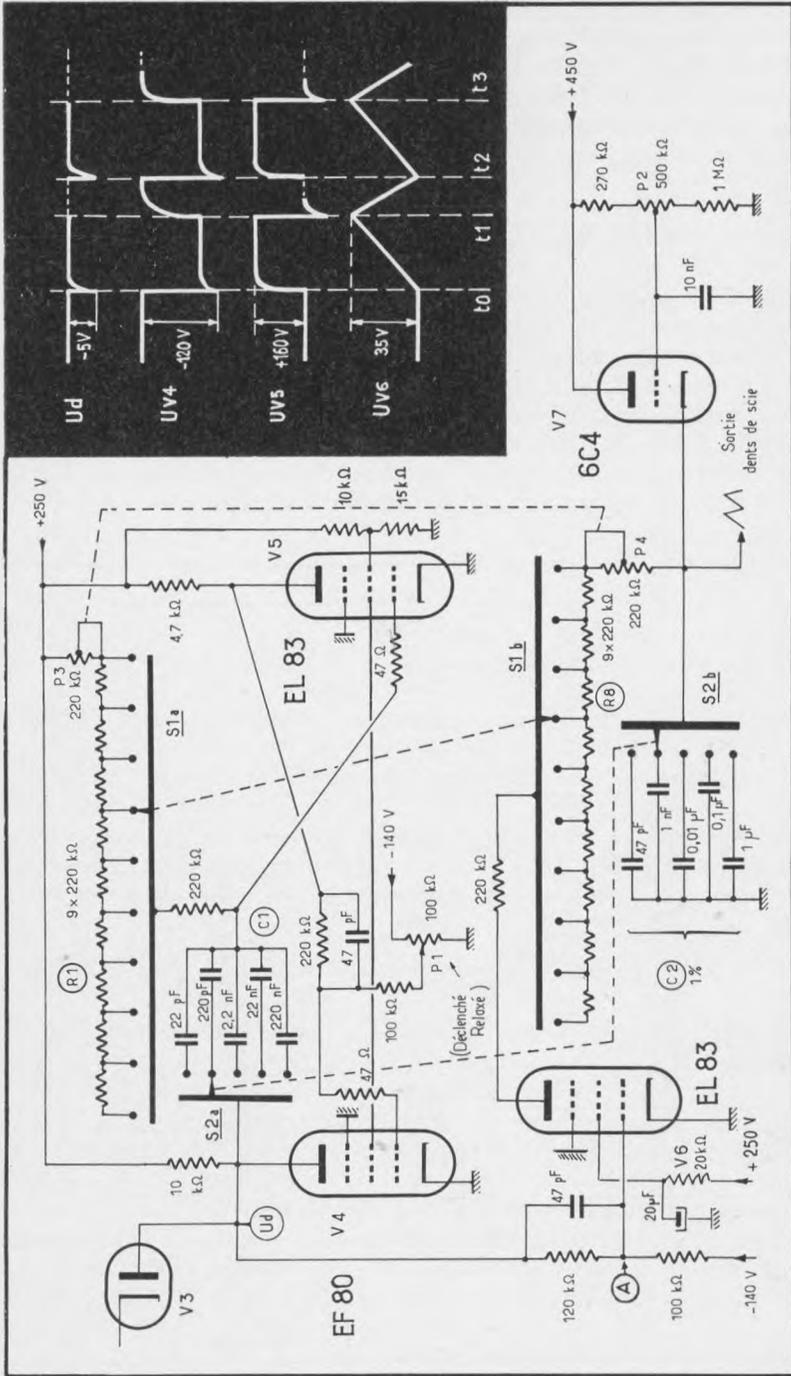


Fig. 2-15. — Schéma détaillé de la base de temps déclenchée à hautes performances. Dans le cartonnet, forme, amplitude et phase relative des signaux engendrés.

A la disparition du créneau négatif de commande, le tube V6 redevient conducteur, entraînant de ce fait la décharge rapide de C2 et, par voie de conséquence, la création de dents de scie de balayage.

On notera qu'ici, V7, monté en cathodyne, est utilisé en tant que tube de charge, dont le courant peut être ajusté au moyen du potentiomètre P2 employé en pratique pour reprendre le calibrage des vitesses de balayage.

SCHÉMA PRATIQUE.

Capable de fournir des signaux de balayage dont la vitesse s'échelonne entre 0,1 s/cm et 1 μ s/cm, la base de temps, dont le schéma dérive directement du synoptique de la figure 2-14, est représentée en détail figure 2-15.

Quelques variantes l'en distinguent cependant. C'est ainsi que les résistances sélectionnées par le contacteur S1 a font retour, non pas à la masse, ainsi que R1 (fig. 2-14), mais au + H. T. Cette disposition permet notamment de réduire substantiellement les temps de commutation, améliorant le fonctionnement de l'ensemble aux fréquences élevées.

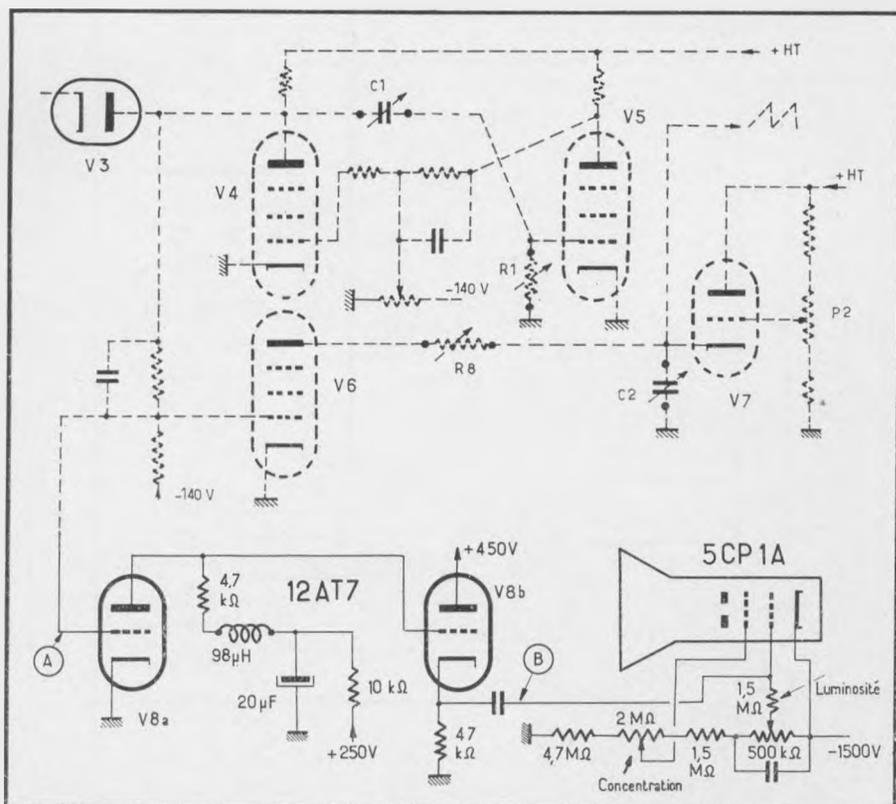
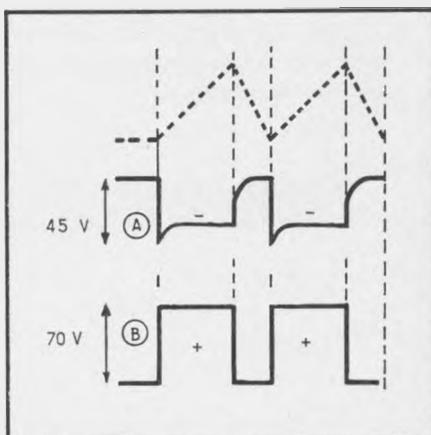


Fig. 2-16. — Schéma pratique des circuits « d'allumage » destinés à débloquer le wehnelt du tube cathodique pendant « l'aller » du balayage.

Notons que C1 est en fait remplacé par cinq condensateurs sélectionnés au moyen du contacteur S2 *a*, la seconde section de ce contacteur (S2 *b*) étant utilisée pour changer la valeur des condensateurs disposés entre cathode de V7 et la masse : ces derniers sont employés en lieu et place du condensateur C2 de la figure 2-14. Leur sélection, au moyen de S2 *b*, permet d'obtenir une largeur de créneau, fourni par le multivibrateur, en rapport avec la durée des dents de scie délivrées.

Fig. 2-17. — Les signaux d'allumage sont caractérisés par une amplitude constante. Ils permettent d'obtenir une brillance uniforme des images observées.



C'est du reste pour une raison identique que les contacteurs S1 *a* et S1 *b* modifient simultanément les valeurs des résistances R1 et R8, sélectionnées respectivement au niveau du multivibrateur de commande et du générateur de balayage.

Précisons que l'action de ces divers contacteurs et des potentiomètres jumelés P3 et P4 (réglage fin) permet de couvrir sans trou les vitesses de balayage comprises entre 0,1 s/cm et 1 μ s/cm.

CIRCUIT D'ALLUMAGE DU TUBE CATHODIQUE.

A la différence des montages à base de temps du type relaxé, où il est fait usage d'un circuit d'effacement de la trace de retour, on utilise ici un circuit d'allumage du spot de balayage.

En effet, au repos, dans les bases de temps déclenchées, le spot lumineux stationne normalement à gauche de l'écran, dans l'attente d'une impulsion de déclenchement.

Il faut donc faire en sorte que, pendant cette période d'attente, le spot soit normalement éteint, faute de quoi l'écran du tube cathodique serait rapidement brûlé par le point lumineux immobile. Par contre, dès que le balayage démarre, il est indispensable de rendre à nouveau visible le spot, de « l'allumer » en quelque sorte.

Ce rôle est confié ici à une double triode (fig. 2-16) dont la première moitié est chargée par une bobine de correction destinée à réduire, aux fréquences élevées, les effets des capacités parasites.

Ce tube reçoit sur sa grille des signaux de polarité négative, prélevés au niveau de V6, signaux dont la durée est identique à la partie « aller » des dents de scie de balayage.

La liaison vers la seconde moitié de la double triode — fonctionnant ici en tant qu'étage limiteur — est du type à couplage direct.

Compte tenu de cet effet de limitation, on recueille, au point B, des créneaux d'amplitude constante (de polarité positive), indispensables pour obtenir une brillance uniforme des images observées et utilisés pour débloquer le wehnelt pendant le trajet aller du spot (fig. 2-17).

Toujours dans l'intention de minimiser les effets des capacités parasites, la liaison vers le tube cathodique s'effectue à basse impédance, V8 B étant monté en cathodyne.

CHAPITRE III.

MONTAGES TRANSISTORISÉS

Nous l'avons vu, l'organe essentiel d'une base de temps déclenchée est constitué, la plupart du temps, par un bistable, c'est-à-dire une *bascule de Schmitt* qui, utilisée en liaison avec un générateur de dents de scie, permet de commander le déclenchement de ce dernier à partir du signal que l'on veut observer.

Jusqu'à maintenant, les montages que nous avons pu examiner faisaient tous appel à des tubes électroniques.

Comme on va pouvoir s'en rendre compte par l'examen des schémas pratiques étudiés ci-après, les circuits faisant appel aux semi-conducteurs reposent sur les mêmes principes de fonctionnement que les montages à tubes électroniques, leur conception étant identique.

C'est ainsi que, dans l'ordre, on rencontre : un *étage de mise en forme*, faisant généralement appel à une *bascule de Schmitt*, un *étage différentiateur* (utilisé pour créer des impulsions de polarité double) associé à un *étage écrêteur* et, enfin, un *générateur de signaux de balayage*.

LA BASCULE DE SCHMITT.

Montage à deux états stables, la *bascule de Schmitt* est utilisée pour mettre en forme les signaux destinés à déclencher les circuits de balayage de la base de temps.

Elle présente la particularité de fournir des signaux rectangulaires, aux caractéristiques parfaitement définies, et indifférents à la forme des signaux appliqués à l'entrée : seule, l'amplitude de ces derniers doit être supérieure à un seuil déterminé.

CIRCUIT DE BASE.

Le schéma pratique d'une *bascule de Schmitt* transistorisée est donné figure 3-1. Son fonctionnement peut se résumer comme suit :

— Tant que la tension U_e appliquée à l'entrée du montage ne dépasse pas un certain niveau, le transistor T1 est bloqué (instant t_0 , fig. 3-2), tandis que le transistor T2 est conducteur ;

— Sitôt que la tension de commande atteint un certain seuil (U_1 ; instant t_1), le transistor T1 se débloquent, entraînant, par voie de conséquence, le blocage de T2, dont l'émetteur est couplé à celui de T1 ;

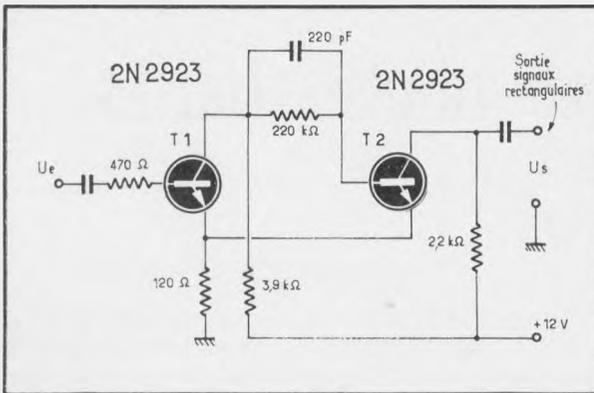
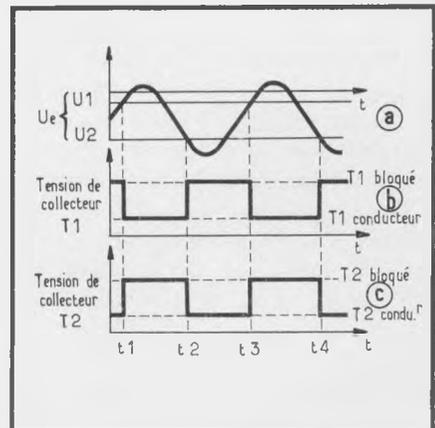


Fig. 3-1. — Exemple pratique de bascule de Schmitt faisant appel à des transistors n-p-n.

Fig. 3-2. — Signaux relevés, en cours de fonctionnement, sur le montage de la figure 3-1.



— Dès l'instant enfin où la tension de commande redescend au-dessous d'un certain seuil, soit U_2 (instant t_2), le montage bascule à nouveau et se retrouve dans l'état initial, attendant que la tension de commande repasse par le point U_1 (instant t_3).

Conséquence pratique : les signaux recueillis sur le collecteur de T2 affectent la forme représentée par le signal (c) de la figure 3-2. C'est ce

signal qui sera différencié ultérieurement, de façon à fournir des impulsions fines, idéales pour déclencher un générateur de balayage.

Caractérisé par des temps de commutation de 300 ns et une impédance d'entrée de 800 k Ω , le montage que nous allons maintenant examiner (fig. 3-3) met en œuvre cinq transistors.

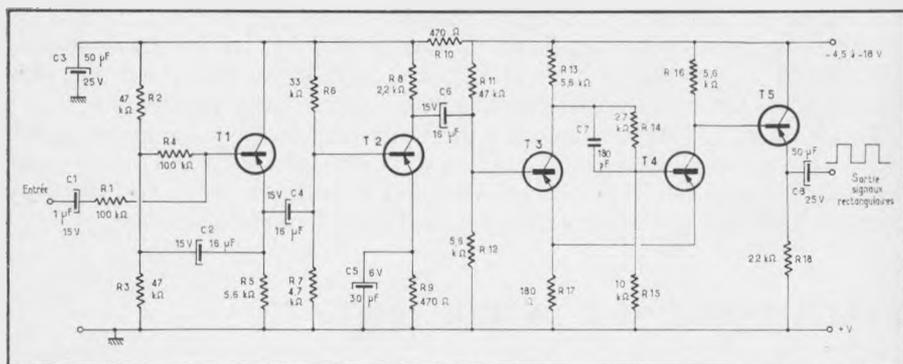


Fig. 3-3. — Dans ce montage, aux performances nettement améliorées, la bascule de Schmitt (T3-T4) est précédée d'un étage « bootstrap » (T1) et d'un préamplificateur (T2). La sortie des signaux s'effectue à basse impédance (T5).

Les deux premiers transistors, T1 et T2 constituent un adaptateur d'impédances. C'est ainsi que T1 est monté en emitter-follower ; toutefois le circuit utilisé attire quelques explications.

En effet, ce n'est pas à un simple étage emitter-follower que l'on a affaire ici. S'il en était ainsi, on aurait simplement le pont de polarisation de base, constitué par R2 et R3, et la résistance de charge d'émetteur, R5.

Bien que caractérisé par un gain voisin de l'unité, une absence de déphasage et une faible impédance de sortie, un tel étage n'est cependant pas parfait. C'est ainsi notamment que la valeur de son impédance d'entrée est limitée par celle des résistances R2 et R3.

La présence de la résistance R1 améliore certes les choses, mais d'une manière insuffisante. Pour cette raison, on fait appel à une réaction locale, consistant à coupler la sortie sur l'entrée du montage, au moyen du condensateur C2 reliant l'émetteur de T1 au point commun à R2-R3.

Dans ces conditions des signaux de phase identique et d'amplitude voisine étant appliqués aux deux extrémités de la résistance R4, tout se passe comme si un courant alternatif de très faible valeur traversait celle-ci ; donc en fait comme si cette résistance était de valeur très élevée.

Ce qui, en d'autres termes revient à dire que, ayant augmenté artificiellement l'impédance d'entrée de T1 par ce procédé — connu également sous le nom de montage « bootstrap » — on peut de la sorte négliger l'effet d'amortissement apporté par R2 et R3.

La mesure prouve d'ailleurs le bien fondé de cette assertion puisque, avec les éléments utilisés, l'impédance d'entrée de T1 se situe aux alentours de 800 k Ω .

Pour T2, les choses sont plus simples, ce transistor étant monté classiquement en émetteur commun, les signaux étant pris, après amplification, aux bornes de la résistance R8.

Les deux transistors suivants, T3 et T4, constituent la *bascule de Schmitt*, dont le schéma est en tous points similaire à celui de la figure 3-1. La seule variante concerne les transistors utilisés, lesquels sont des *p-n-p*, ce qui ne modifie en rien le principe de fonctionnement du montage.

C'est sur le collecteur de T4 que l'on recueille les signaux rectangulaires. Toutefois, un étage « tampon » est disposé entre T4 et les bornes de sortie. Il s'agit de T5, monté en *emitter-follower*, et grâce auquel il est possible d'obtenir les signaux rectangulaires sous une très basse impédance.

Outre qu'un tel étage permet de diminuer les effets des capacités parasites — ce qui est indispensable si l'on veut obtenir des temps de commutation très rapides — il évite à la *bascule de Schmitt* de voir son fonctionnement perturbé par le branchement de l'impédance d'utilisation.

ÉTAGE INVERSEUR DE POLARITÉ.

Pour pouvoir déclencher la *bascule de Schmitt* indifféremment à partir de signaux positifs ou négatifs, un étage inverseur de polarité est indispensable.

PRINCIPE.

La conception d'un tel étage, faisant appel aux semi-conducteurs, est quelque peu différente de ce que nous avons pu voir à propos des montages équipés de tubes électroniques.

Le plus souvent on utilise en effet un amplificateur différentiel (fig. 3-4), mettant en œuvre deux transistors, couplés entre eux au moyen d'une résistance d'émetteur commune (R3).

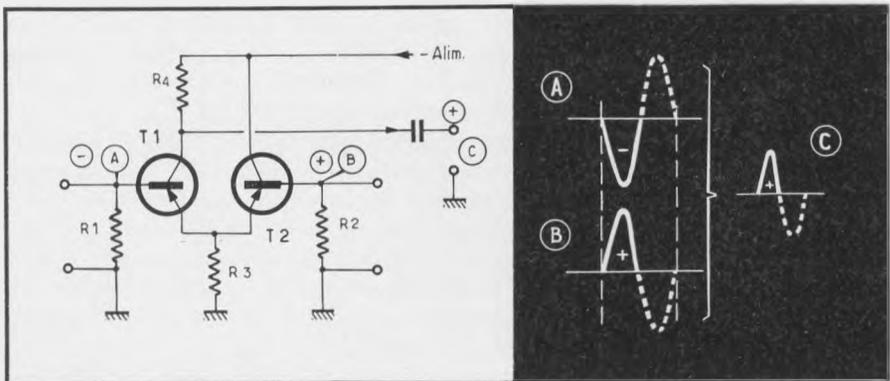


Fig. 3-4. — Schéma de principe d'un étage inverseur de polarité et illustration de son fonctionnement.

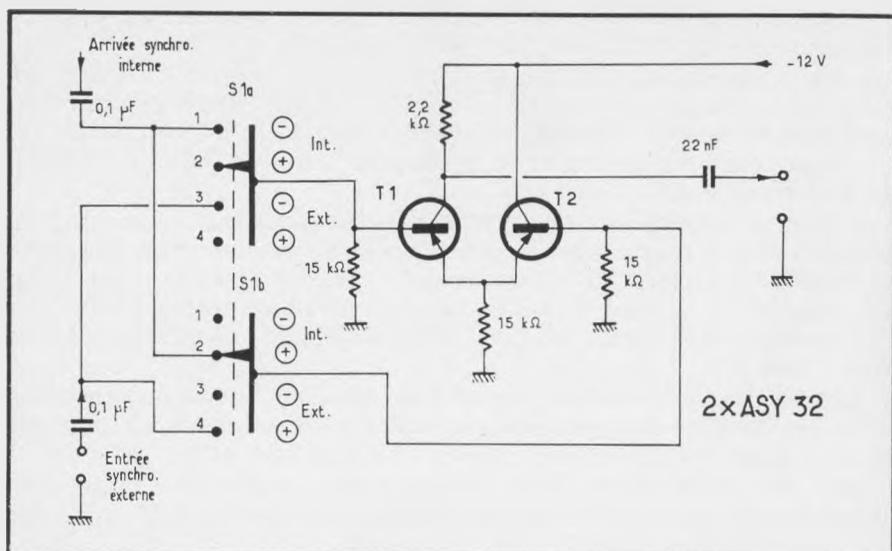


Fig. 3-5. — Réalisation pratique d'un étage inverseur de polarité utilisant des transistors p-n-p. Les transistors utilisés sont des ASY 32, couplés entre eux par résistance commune d'émetteur.

Seul, le collecteur du premier transistor (T1) est chargé par une résistance (R4), le collecteur du second (T2) étant directement relié à la ligne d'alimentation.

Un tel montage étant prévu pour donner en sortie (point C) des signaux toujours positifs ou, au contraire, toujours négatifs, et cela quelle que soit la polarité de ceux appliqués à l'entrée, il convient de prendre, pour électrode de commande, soit la base de T1, soit celle de T2.

Supposons que l'on désire obtenir, aux bornes de R4, des signaux de polarité positive. Deux possibilités sont à envisager.

1° On dispose de signaux de commande *négatifs* ; dans ce cas, c'est sur la base de T1 (point A) qu'il conviendra d'appliquer ces signaux ; ce faisant, T1, les amplifiera normalement tout en les déphasant de 180° (n'oublions pas qu'on les recueille aux bornes de la résistance de charge de collecteur de ce transistor).

2° On dispose de signaux de commande *positifs* : dans ce cas, c'est sur la base de T2 qu'il faudra les appliquer. En effet, T2 étant couplé à T1 par la résistance commune d'émetteur R3, le transistor d'entrée T1 va, en fait, se trouver commandé à partir de son circuit d'émetteur ; dans ces conditions, les signaux qui apparaîtront aux bornes de la résistance de charge de collecteur (R4) de T1 seront de même polarité que ceux appliqués sur la base de T2, c'est-à-dire positifs.

SCHÉMAS PRATIQUES.

La figure 3-5 est relative au schéma d'un inverseur de polarité dont le fonctionnement est basé sur les principes que nous venons de rappeler

brièvement. Les transistors utilisés (T1 et T2) sont des ASY 32, dont les bases respectives aboutissent aux contacteurs S1 a et S1 b.

Ceux-ci permettent d'opérer un choix entre les signaux de déclenchement, de provenance interne ou externe. Etant par ailleurs chargés d'aiguiller ces signaux de déclenchement sur la base de T1 ou sur celle de T2, ces mêmes contacteurs sont mis à profit pour choisir la polarité du signal de déclenchement.

Si l'on admet, par exemple, qu'aux bornes de sortie du montage il convient d'avoir toujours des signaux de polarité positive pour déclencher notamment la bascule lui faisant suite, on placera S1 en position 1 ou, au contraire en position 2 (cas de la synchronisation interne) selon que l'on voudra verrouiller la bascule à partir de signaux négatifs, ou, à l'inverse, positifs.

Le même raisonnement s'appliquerait évidemment dans le cas de signaux de synchronisation externes, mais cette fois avec S1 en position 3, pour des signaux négatifs, et en position 4 pour des signaux positifs.

Rien n'empêche de faire appel à des transistors *n-p-n*. On aboutit alors au schéma de la figure 3-6, dont la similitude est très grande avec celui que nous venons d'étudier.

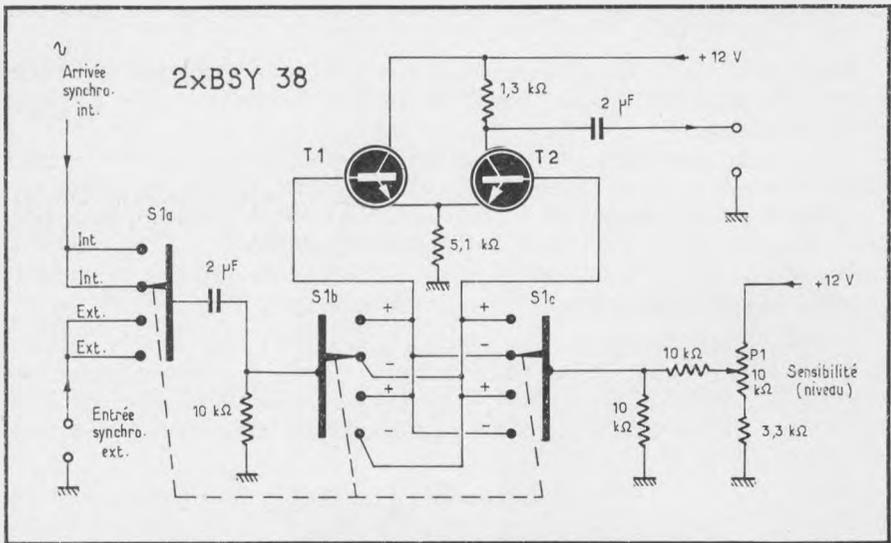


Fig. 3-6. — Variante du montage précédent réalisée cette fois avec des transistors *n-p-n*.

Comme dans l'exemple précédent, les signaux de synchronisation sont dirigés, via S1 b et S1 c sur la base de T1 ou sur celle de T2, selon la polarité de déclenchement désirée. Ici, le contacteur S1 a est exclusivement réservé à la sélection de la source de synchronisation (interne ou externe).

On notera la présence d'un potentiomètre P1, relié à la ligne d'alimentation + 12 V, et dont le curseur est branché, *via* un pont diviseur, au contacteur S1 c.

Selon la position de ce contacteur, la sortie du curseur peut être branchée soit sur la base de T1, soit sur celle de T2, la base de l'autre transistor étant alors connectée à la source de déclenchement choisie. Ainsi, il devient possible, en modifiant le réglage de P1, de varier la polarisation de l'amplificateur différentiel constitué par T1 et T2 et, par voie de conséquence, de modifier le gain de l'ensemble.

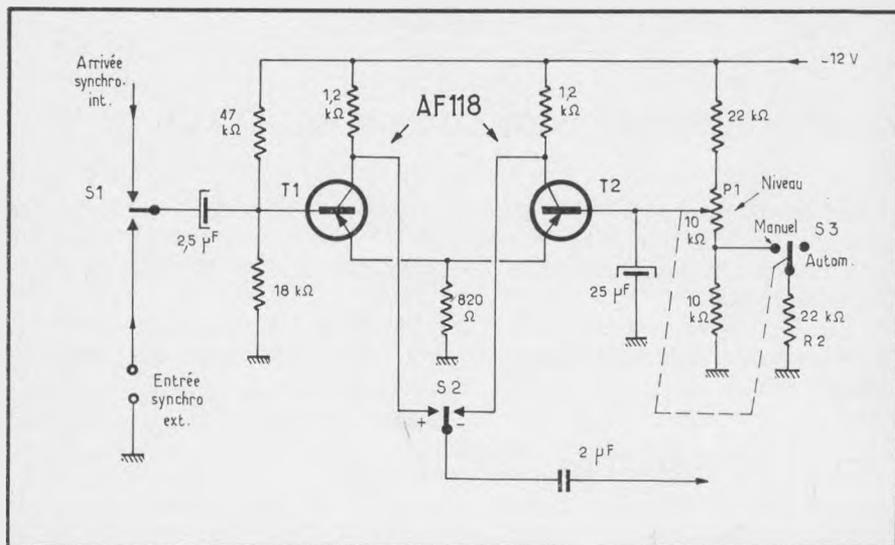


Fig. 3-7. — Autre schéma pratique d'un inverseur de polarité utilisant des *p-n-p*. A remarquer la symétrie du montage.

Agissant de la sorte sur l'amplitude des signaux disponibles à la sortie du montage, on parvient ainsi à déplacer le point de basculement du *trigger de Schmitt* faisant suite à l'étage inverseur.

Le principe de fonctionnement du schéma de la figure 3-7 est, à peu de chose près, le même que celui des montages précédemment examinés.

Cette fois, ce sont des transistors *p-n-p* qui sont à nouveau utilisés. On remarquera la parfaite symétrie du montage adopté, les deux transistors T1 et T2 ayant leurs circuits d'émetteurs chargés tous deux par des résistances d'égales valeurs.

A noter également que l'injection des signaux de synchronisation s'effectue toujours sur la base du transistor T1, celle du transistor T2 étant portée à une tension continue variable, ajustable au moyen de P1.

Compte tenu de la disposition adoptée, les commutations se trouvent quelque peu simplifiées par rapport à celles des schémas précédents, deux inverseurs étant seulement nécessaires : le premier (S1), pour choisir la provenance des signaux de synchronisation (internes ou externes) ; le second (S2) pour déterminer la polarité de déclenchement désirée.

Quant au potentiomètre P1, prévu en fait pour ajuster le gain de l'am-

plificateur différentiel et déplacer, par voie de conséquence, le point de déclenchement de la bascule faisant normalement suite, sa manœuvre est jumelée avec celle du contact S3 : lorsque celui-ci est fermé, le potentiomètre P1 est opérant ; en revanche, dans le cas contraire (S3 ouvert) il n'en est plus de même.

A ce moment, en effet, le curseur de P1 est amené à l'extrémité supérieure de la résistance R1, tandis que la résistance R2 est déconnectée : dans ces conditions, la polarisation de base de T2 est alors pratiquement la même que lorsque P1 se trouve réglé à mi-course.

GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX DE BALAYAGE.

Les bases de temps déclenchées à semi-conducteurs offrent, d'une manière générale, une plus grande variété de montages pouvant convenir à la réalisation de générateurs de balayage, que les modèles à tubes électroniques.

Comme il ne saurait toutefois être question de les passer tous en revue, nous limiterons notre étude aux plus caractéristiques ou aux plus courants d'entre eux.

DEUX GÉNÉRATEURS SIMPLES.

Nous débuterons par un schéma très classique (fig. 3-8) où, en T1 et T2, on reconnaît un bistable de commande (*Eccles-Jordan*) destiné à être déclenché par des impulsions positives appliquées au point A.

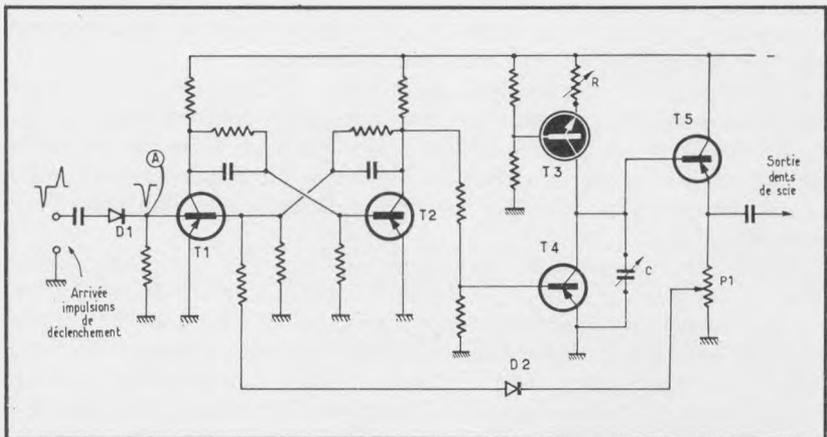
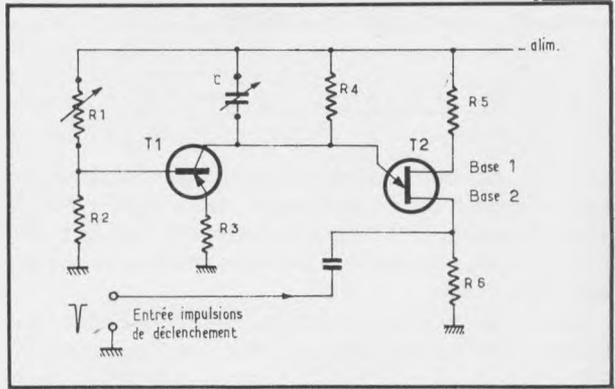


Fig. 3-8. — Schéma classique d'un générateur de signaux de balayage utilisant un bistable (T1-T2) pour commander la charge linéaire d'un condensateur C, au travers d'une source à courant constant (T3).

Les autres éléments vitaux sont constitués par une source à courant constant (T3), et par une « porte » (T4) dont le rôle consiste à décharger rapidement le condensateur C.

Fig. 3-9. — Principe d'un générateur de balayage faisant appel à un transistor unijonction (T2) pour décharger brusquement un condensateur (C) en fin de cycle.



Le transistor T5 fait fonction d'étage de sortie à basse impédance. Un potentiomètre placé dans son circuit d'émetteur permet de fixer le point de déblocage de la diode D2, rendant possible la transmission d'une impulsion positive, en fin de cycle, impulsion chargée de faire rebasculer l'*Eccles-Jordan*.

Le fonctionnement de l'ensemble peut se résumer comme suit : au repos T1 est conducteur et T2 est bloqué ; la « porte » T4 étant de ce fait conductrice, le condensateur C se trouve déchargé.

Imaginons maintenant qu'une impulsion (positive) de déclenchement soit appliquée au point A, c'est-à-dire sur la base de T1. Le bistable de commande va alors basculer, T1 passant au cut-off et T2 devenant conducteur, tandis que T4 se bloque ; dès cet instant le condensateur C va donc pouvoir se charger, au travers de T3, à une vitesse dépendant de la valeur de la résistance R.

Le transistor T3 étant monté en source à courant constant, cette charge va s'effectuer linéairement, et se poursuivre jusqu'à ce que la tension sur la base de T5 rejoigne celle appliquée à la diode D2 par l'intermédiaire du potentiomètre P1.

A ce moment, la diode D2 se débloquent, une impulsion positive est transmise à T1, ce qui a pour effet de faire basculer à nouveau le bistable : T1 redevient alors conducteur tandis que T2 repasse au cut-off. Dans le même temps, la « porte » T4 cessant d'être bloquée, le condensateur C se décharge, replaçant le montage dans les conditions initiales.

Différente est la conception du générateur de balayage que nous allons maintenant examiner et qui, faisant appel à un transistor au silicium pour charger un condensateur, à courant constant, utilise un transistor unijonction pour décharger brusquement celui-ci en fin de cycle.

Le schéma de principe du montage retenu est donné figure 3-9. Ici, le condensateur C est chargé, à courant constant, par l'intermédiaire du

transistor T1, dont le courant de collecteur est ajusté grâce à la résistance variable R1.

Cette charge se poursuit jusqu'au moment où la tension aux bornes du condensateur atteint le seuil de déblocage du transistor unijonction T2. Celui-ci devenant conducteur, le condensateur C se décharge alors brusquement, entraînant le démarrage d'un nouveau cycle.

UNE RÉALISATION PRATIQUE.

Dans la réalité, les choses ne sont cependant pas aussi simples que pourrait le laisser croire le schéma de la figure 3-9. Pour pouvoir fonctionner correctement, notre générateur de signaux de balayage, à transistor unijonction, demande à être complété par un certain nombre de circuits annexes.

Le premier d'entre eux (fig. 3-10) est constitué par une bascule bistable (*Eccles-Jordan*) réalisée à partir des transistors T4 et T5, et dont la principale particularité réside dans le retour, à un potentiel positif (+ 6 V), de la résistance de base du second transistor T5 : imposant de la sorte au montage une position de repos déterminée, on est certain qu'à la mise sous tension T4 est obligatoirement conducteur et T5 bloqué.

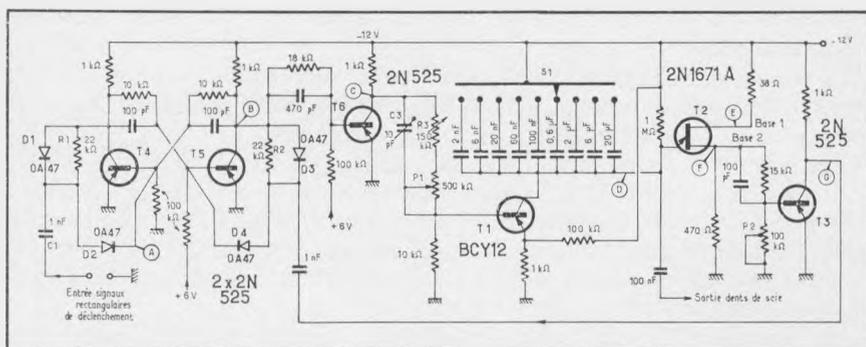


Fig. 3-10. — Détail des circuits d'un générateur de balayage, dérivé du schéma de principe de la figure 3-9. L'élément de commande est ici constitué par un bistable (T4-T5) dont le basculement, en fin de cycle, est obtenu à partir d'une impulsion en provenance de T3 et transmise par un condensateur de 1 nF relié au point commun à R2 et D3.

Venant d'un étage de mise en forme (une *bascule de Schmitt*), les créneaux destinés au déclenchement de l'*Eccles-Jordan* (T4-T5) sont tout d'abord différenciés par l'ensemble C1-R1 ; on obtient ainsi des impulsions brèves, de polarité double, dont seules les pointes positives sont conservées. Cela est réalisé grâce à l'action conjuguée des diodes D1 et D2.

Disposant ainsi d'impulsions positives, il devient possible, à partir de celles-ci, de bloquer T4, normalement conducteur.

Etant donné le montage adopté, et dès l'instant qu'une impulsion positive est appliquée à T4, toute autre impulsion survenant en cours de

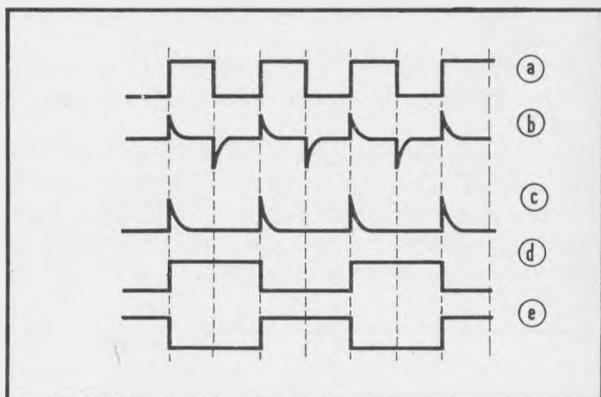
cycle ne pouvant être transmise par D2 — polarisée en sens inverse — aucun risque de basculement inopiné n'est à redouter.

En fait, l'*Eccles-Jordan* ne pourra être à nouveau déclenché qu'une fois le cycle de fonctionnement achevé, c'est-à-dire une fois T4 redevenu conducteur.

Somme toute le rôle de cette diode D2 est en tous points similaire à celui de la diode de retenue, dont nous avons analysé le rôle à propos du montage de la figure 2-12.

Le transistor T4 étant maintenant bloqué, et T5 conducteur, la tension

Fig. 3-11. — Signaux observés au niveau du bistable T4-T5 de la figure 3-10.



de collecteur de ce dernier est très proche de zéro. En conséquence, T6, dont le circuit de base est relié au $+6\text{ V}$, se bloque tandis que sa tension de collecteur remonte pratiquement au potentiel de la ligne d'alimentation (-12 V).

La polarisation de base du transistor de charge T1 se trouvant de la sorte rétablie, c'est au tour de ce dernier de devenir conducteur, entraînant ainsi la charge de l'un des condensateurs sélectionnés au moyen du contacteur S1.

Rappelons que la tension aux bornes du condensateur sélectionné monte jusqu'au moment où, atteignant le seuil d'amorçage du transistor unijonction T2, celui-ci devient conducteur, entraînant alors la décharge brutale du condensateur considéré.

A cet instant, une brève impulsion positive apparaît sur la base 1 du transistor unijonction T2, impulsion qu'il conviendrait de réinjecter, *via* le condensateur C2, sur la base de T5 afin de faire rebasculer l'*Eccles-Jordan* en fin de balayage.

Son amplitude étant insuffisante, on est amené à amplifier son « homonyme », c'est-à-dire l'impulsion négative apparaissant dans le même temps sur la base 2 du transistor unijonction T2 (cf. fig. 3-12).

Ce rôle est confié au transistor T3 qui, après amplification convenable fournit sur son circuit de collecteur une impulsion déphasée de 180° par rapport à celle appliquée sur sa base, donc de polarité positive.

Cette impulsion est ici transmise *via* D4 à la base du transistor T5, ce qui a pour effet de faire rebasculer l'*Eccles-Jordan*, lequel, en revenant à l'état initial (T4 conducteur) est à nouveau prêt à être déclenché

par la première impulsion positive, transmise, par l'intermédiaire de la diode D2, sur la base du transistor T4.

Le montage de la figure 3-10 est en principe précédé d'une *bascule de Schmitt*, inspirée des schémas des figures 3-5 ou 3-7, où les transistors utilisés, sont eux aussi, des *p-n-p*.

GÉNÉRATEUR « BOOTSTRAP ».

D'un fonctionnement très sûr, le générateur de signaux de balayage que nous venons d'examiner est cependant un peu limité sur le plan des performances.

En effet, le montage « plafonne » assez rapidement du côté des fréquences élevées, puisque la vitesse limite de balayage oscille aux environs de $10 \mu\text{s}$.

Pour des techniciens épris de performances, elle est cependant un peu « juste ». Tel n'est pas le cas du montage que nous allons maintenant examiner dans ses grandes lignes et qui, ainsi que nous le verrons dans un chapitre ultérieur, permet d'atteindre des vitesses de balayage « grimant » aisément jusqu'à $0,2 \mu\text{s/cm}$.

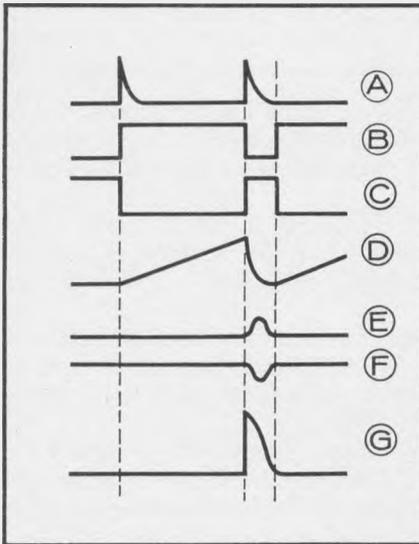


Fig. 3-12. — Forme et phase relatives des signaux relevés en cours de fonctionnement en différents points du montage de la figure 3-10.

Le schéma d'ensemble de cette base de temps est donné figure 3-13. L'élément essentiel en est constitué par la bascule bistable T1-T2. Celle-ci, utilisée pour commander le fonctionnement du générateur de dents de scie (T5-T6), est déclenchée par les impulsions négatives appliquées, au moyen de la diode D1, sur la base du transistor T1.

Ces impulsions sont obtenues à partir de créneaux fournis par un *trigger de Schmitt* (non représenté) puis différenciées et écrêtées avant d'être appliquées à T1.

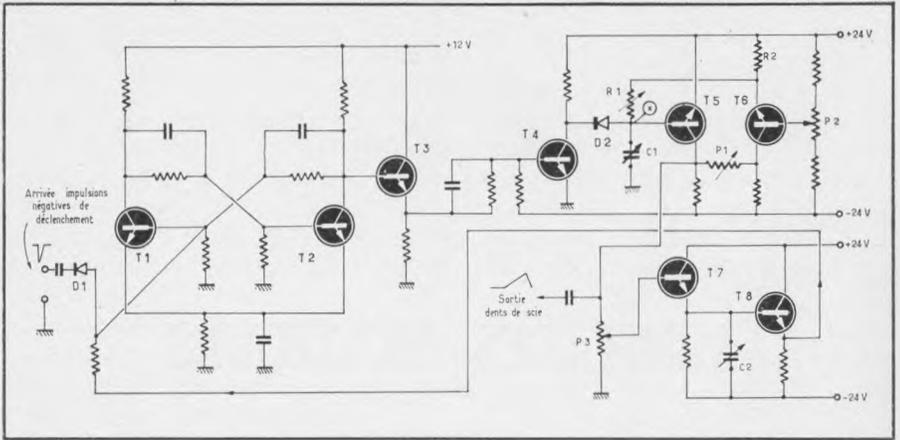


Fig. 3-13. — Schéma d'ensemble d'une base de temps transistorisée utilisant un générateur du type « bootstrap ».

Prélevés sur le collecteur de T2, les signaux rectangulaires engendrés par le bistable sont transmis à T3, monté en emitter-follower, puis à T4 qui n'est autre que l'étage de liaison au générateur de dents de scie, ce dernier réalisé à partir d'un amplificateur différentiel du type *bootstrap*.

Compte tenu du montage adopté, les signaux apparaissant aux bornes de la résistance R2 étant de même phase et de même amplitude que ceux appliqués sur la base de T5 (le gain de l'ensemble est en effet ajusté au moyen du P1, de façon à être à peu de chose près égal à 1), il devient possible de coupler entre elles la sortie et l'entrée de l'amplificateur T5-T6, sans que l'ensemble ne se mette à osciller.

Cela est obtenu par l'intermédiaire de la résistance R1 qui se trouve ainsi, quelles que soient les conditions, parcourue par un courant constant, mis à profit pour charger linéairement le condensateur C1, à une certaine tension déterminée par le potentiomètre P3.

Une fois atteint le seuil fixé, T7 se débloque envoyant alors, *via* l'étage de couplage T8, une impulsion négative à l'entrée du bistable, utilisée pour faire à nouveau basculer l'*Eccles-Jordan*, entraînant ainsi la fin du cycle, et la décharge brusque du condensateur C1, aux bornes duquel sont prélevées les tensions en dents de scie.

CHAPITRE IV.

MONTAGES PRATIQUES

Ayant précédemment étudié les montages le plus souvent utilisés dans les générateurs de balayage, faisant appel à la technique des semi-conducteurs, il nous reste maintenant à passer en revue diverses réalisations pratiques ; celles-ci, ainsi que nous le verrons, groupent l'ensemble des circuits constitutifs d'une base de temps.

Quatre montages types ont été retenus pour illustrer ce chapitre. Tous ont en commun une simplicité de mise en œuvre, allée à d'excellentes performances, et se rencontrent sur les plus récents modèles mis au point dans l'industrie. Nous les avons successivement désignés sous le nom de montages A, B, C et D.

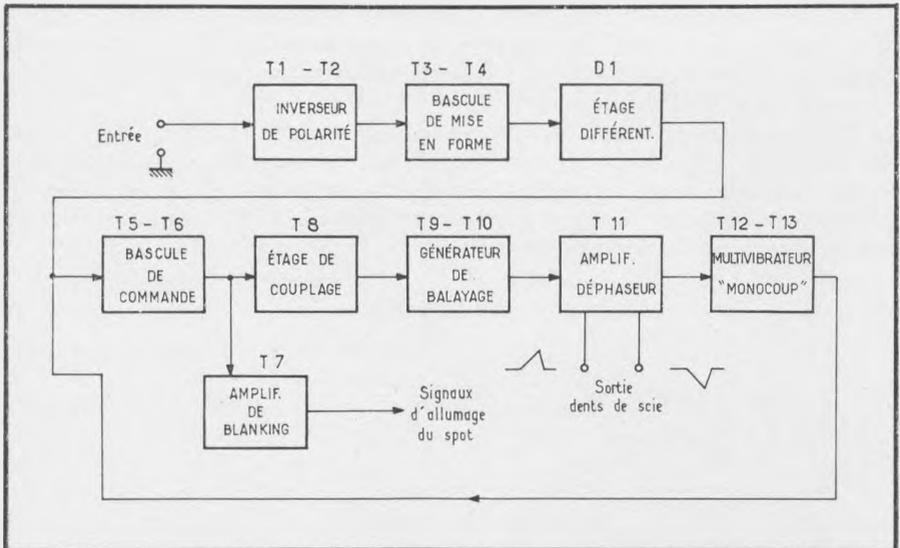


Fig. 4-1. — Synoptique des circuits mis en œuvre dans le montage A ; ceux-ci sont décrits en détail dans les figures 4-2 à 4-6.

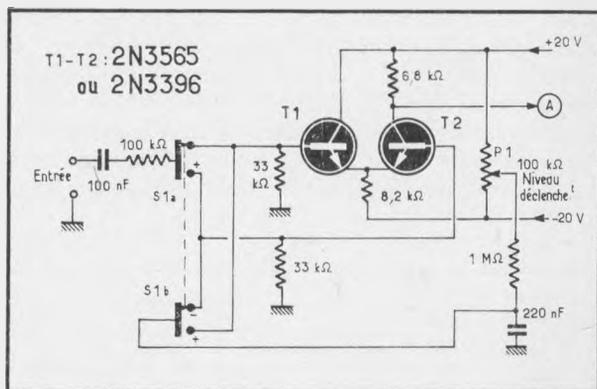
MONTAGE A.

Afin de rendre plus aisée la compréhension du fonctionnement des différents circuits du premier montage proposé — lequel ne comporte pas moins de 13 transistors — nous donnons, figure 4-1, le synoptique de l'ensemble.

Grâce à la représentation adoptée, les circuits de base — dont le rôle est maintenant bien connu de nos lecteurs — sont ainsi mieux mis en évidence.

En partant de l'entrée, on rencontre successivement un inverseur de polarité, suivi d'une bascule de mise en forme, délivrant des signaux rectangulaires qui sont ensuite différenciés avant d'être appliqués à une bascule de commande.

Fig. 4-2. — L'étage inverseur de polarité fait appel à un amplificateur différentiel.



Celle-ci est couplée, grâce à un étage de liaison, à un générateur de balayage, du type à *intégrateur de Miller*, associé à un multivibrateur « monocoup » ; les signaux produits par ce dernier sont ensuite réinjectés à l'entrée de l'ensemble, afin de faire rebasculer le montage en fin de cycle.

L'ÉTAGE INVERSEUR DE POLARITÉ.

Cet étage fait appel à deux transistors *n-p-n* (T1-T2) qui peuvent être indifféremment des 2 N 3565 ou des 2 N 3396 (*Fairchild*). Les signaux appliqués aux bornes d'entrée sont, selon le cas, appliqués *via* S1 a, soit sur la base de T1 (signaux de polarité négative) soit au contraire sur la base de T2 — signaux de polarité positive — (fig. 4-2).

La seconde section du contacteur de sélection de polarité (S1 b) permet de relier la base du transistor, non excité par les signaux de déclenchement, au curseur du potentiomètre P1 ; grâce à celui-ci il est possible de modifier le point de fonctionnement de l'étage et, par voie de conséquence, l'am-

plitude des signaux de sortie apparaissant au point A. Ainsi arrive-t-on à déplacer le point de déclenchement de l'étage suivant, qui n'est autre qu'une *bascule de Schmitt*.

L'ÉTAGE DE MISE EN FORME.

Deux transistors (T3-T4) équipent la *bascule de Schmitt* utilisée au niveau de l'étage de mise en forme (fig. 4-3). Ce sont des 2 N 3691 ou, à défaut, des 2 N 2711.

Le montage en est très classique, les deux transistors étant couplés entre eux par leurs émetteurs, chargés par une résistance commune.

Notons cependant, en série dans la liaison de base de T3, la présence d'un contacteur double S2 *a*-S2 *b*. Lorsque ce contacteur est en position « Manuelle », la bascule n'entre effectivement en fonctionnement qu'autant qu'un signal de provenance externe parvient sur la base de T1.

Au contraire, lorsque S2 est en position « Automatique », point n'est besoin d'un signal de déclenchement pour que la bascule démarre ; en effet, la base de T1 faisant alors retour à l'extrémité supérieure de la résistance R, un couplage est établi entre sortie et entrée de T1, et la bascule oscille alors librement à une fréquence voisine de 50 Hz. Précisons que, dans ce cas, dès qu'un signal externe est transmis à la base de T1, la bascule se synchronise immédiatement sur ce dernier.

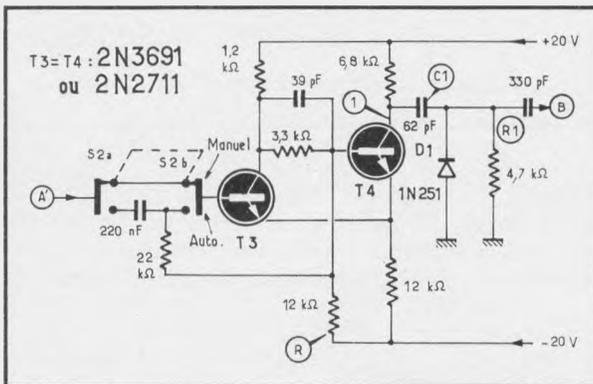


Fig. 4-3. — La mise en forme des signaux de déclenchement est assurée au moyen d'une bascule de Schmitt.

C'est sur le collecteur de T4 que l'on recueille les signaux rectangulaires engendrés par le montage (point 1) ; ceux-ci sont ensuite différenciés par l'ensemble C1-R1 et donnent naissance à des impulsions fines, de polarité double, dont les pointes négatives sont éliminées au moyen de la diode D1.

Ainsi donc, au point B, recueille-t-on uniquement des impulsions de polarité positive, mises à profit pour déclencher le bistable de commande (T5-T6 ; figure 4-4).

LA BASCULE DE COMMANDE.

Comme dans toutes les bases de temps du type déclenché, le fonctionnement du montage est asservi à un générateur de signaux rectangulaires, constitué ici (fig. 4-4 a) par une *bascule de Schmitt* (T5-T6).

Cette bascule est commandée à partir des impulsions positives appliquées au point B'. Sur les collecteurs de T5 et T6, on recueille des créneaux respectivement négatifs et positifs ; ces derniers — présents au point C — sont utilisés pour déclencher la charge, à courant constant, des condensateurs sélectionnés au niveau du générateur de dents de scie proprement dit (T8-T9-T10, fig. 4-6).

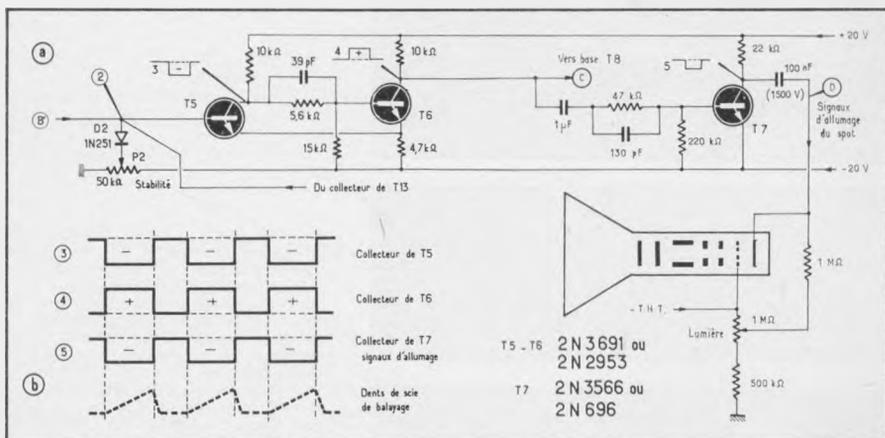


Fig. 4-4. — Le générateur de dents de scie est commandé à partir de la bascule T5-T6. Ici, l'allumage du spot est réalisé en envoyant des créneaux négatifs sur la cathode du tube cathodique, créneaux prélevés sur le collecteur de T7.

Indiquons à ce propos, que les signaux rectangulaires engendrés par T5-T6, ont même durée que les dents de scie de balayage (fig. 4-4 b).

Semblable particularité est mise à profit pour obtenir un « allumage » automatique du spot du tube cathodique, uniquement pendant la période aller du balayage.

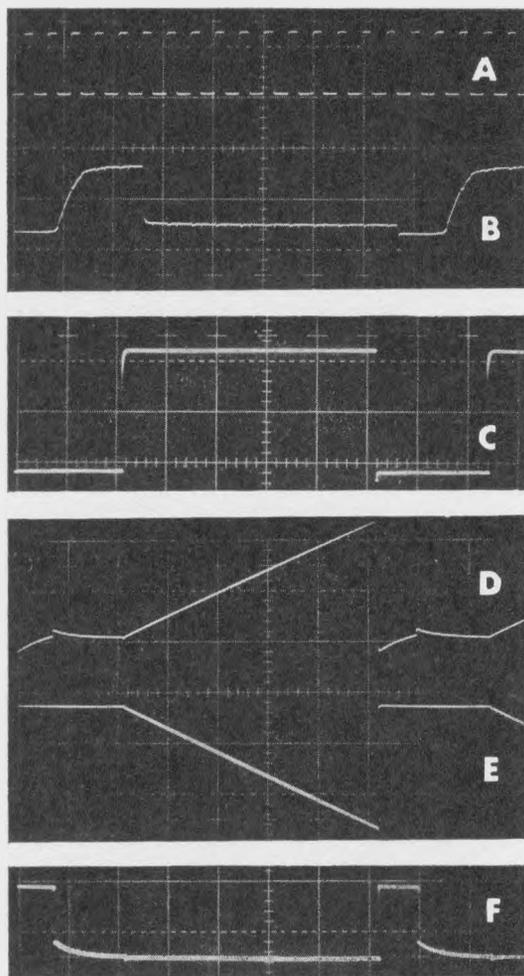
Pour ce faire, deux cas doivent être distingués.

Premier cas : l'électrode de modulation du tube cathodique est constituée par la cathode. Lorsqu'il en est ainsi on aboutit au montage représenté en 4-4 c.

Ici, le transistor T7 n'est autre qu'un étage chargé d'amplifier le signal de déblocage du faisceau cathodique. En effet, au repos — tandis que le spot stationne à gauche de l'écran — le tube est polarisé de telle sorte que le faisceau cathodique soit bloqué.

Pour le « rallumer », au moment où le balayage démarre, il faut donc appliquer, à la cathode, un créneau de même durée que la dent de scie, et de polarité négative.

Dans ces conditions, il convient de relier la base de T7 au collecteur de T6, où l'on dispose précisément d'un créneau de durée égale au balayage (fig. 4-4 b ④) mais de polarité positive. Après amplification par T7 et déphasage de 180° , on obtient, au point D, un signal de polarité négative (fig. 4-4 b ⑤) présentant toutes les caractéristiques voulues pour « allumer » le spot.



Oscillogrammes relevés en différents points du « montage A »
A : signal sur le collecteur de T4 (fig. 4-3) ; **B** : créneau de commande sur la base T5 figure 4-4 ; **C** : signal sur le collecteur de T6 (fig. 4-4) ; **D** et **E** : dents de scie relevées respectivement sur le collecteur et l'émetteur de T11 (fig. 4-6) ; **F** : signal sur la base de T12 (fig. 4-6).

Deuxième cas : l'électrode de modulation du tube cathodique est constituée par le wehnelt. Tout ce que l'on vient de dire s'applique évidemment ici, avec cette différence toutefois qu'au point D, il faut disposer d'un créneau positif pour allumer le spot.

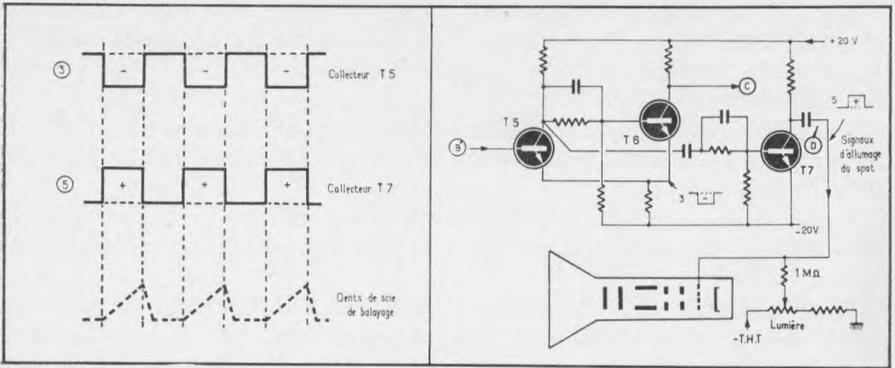


Fig. 4-5. — Si l'on désire envoyer les signaux d'allumage sur le wehnelt, il convient de prendre les créneaux de commande de T7 sur le collecteur de T5.

On y parvient au moyen du montage représenté figure 4-5 et où la base de T7 est simplement reliée au collecteur de T5, en lieu et place de celui de T6.

LES CIRCUITS DE BALAYAGE.

Appliqués au point C' (fig. 4-6) les créneaux de commande du générateur de balayage parviennent sur la base de T8, faisant office de « porte ».

Le fonctionnement de l'ensemble peut se résumer comme suit. Au repos, T8 est normalement conducteur et le condensateur sélectionné par S4 a, déchargé. Lorsqu'une impulsion de déclenchement est appliquée à la bascule de commande (T5-T6), un créneau positif est transmis sur la base de T8, ce qui a pour effet de bloquer ce transistor.

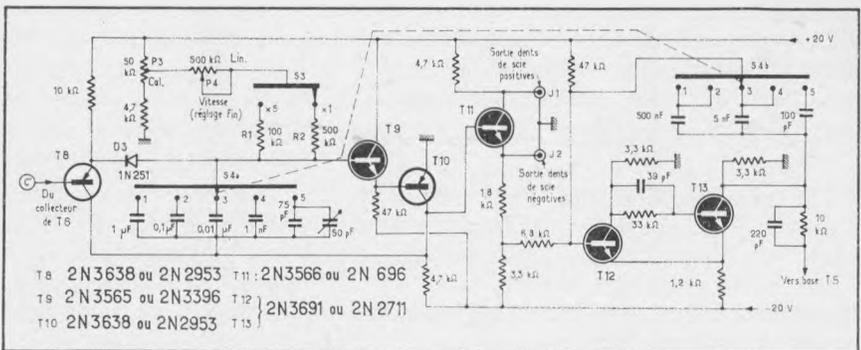


Fig. 4-6. — Détail des circuits du générateur de dents de scie. La sortie des signaux s'effectue au niveau de T11.

Dès cet instant le condensateur sélectionné par S4 *a* commence à se charger linéairement, le courant traversant R1 ou R2 (commuté par S3) étant rendu constant grâce à l'action conjuguée de T9-T10 (*intégrateur de Miller*).

Dans le même temps, le courant traversant T11 diminue au fur et à mesure que le condensateur précité se charge, donc que la tension de la dent de scie s'élève.

Cette tension continue à croître jusqu'au moment où la tension d'émetteur de T11 est pratiquement égale à la *d. d. p.* de la ligne d'alimentation à — 20 V.

A ce moment T12-T13 bascule, entraînant la décharge brutale du condensateur sélectionné par S4 *a* et empêchant par ailleurs qu'une autre impulsion positive, appliquée sur la base de T8, puisse à nouveau déclencher le montage avant la fin du cycle. Ce « verrouillage » est ici obtenu en jouant sur la constante de temps de basculement de l'ensemble T12-T13 : choix d'un condensateur de valeur appropriée dans la liaison collecteur T13 — base T12, au moyen de S4 *b*.

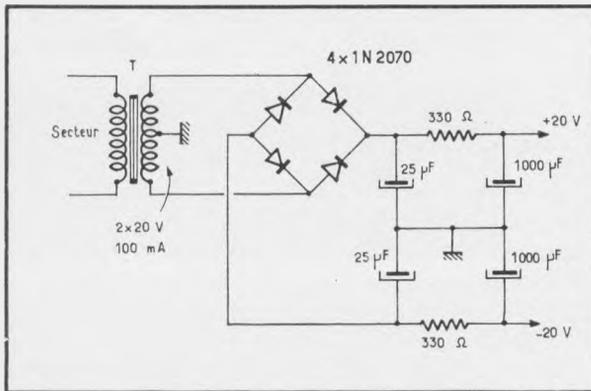


Fig. 4-7. — Alimentation à double polarité, destinée à être utilisée en liaison avec les circuits du « montage A ».

Lorsque T12-T13 est revenu à l'état initial — ce qui est obtenu au bout d'un temps égal à environ 10 % de la durée du balayage « aller », une impulsion de déblocage est alors envoyée — à partir du collecteur de T13 — sur la base de T5 (bascule de commande), rendant à nouveau le montage apte à être déclenché.

ÉTAGE DÉPHASEUR — PERFORMANCES.

Un transistor demeure, sur le rôle duquel nous n'avons pas insisté. Il s'agit de T11. En fait, ce transistor — qui fait fonction d'étage de couplage — est surtout utilisé pour obtenir, aux bornes de sortie J1-J2, des signaux en dents de scie déphasés de 180°, capables d'être appliqués directement aux électrodes de commande d'un amplificateur push-pull de balayage horizontal.

Un mot à propos des performances de cette base de temps. Celle-ci fournit des dents de scie permettant des vitesses de balayage comprises

entre 0,05 s/cm et 5 μ s/cm (cas du contacteur S3 en position \times 1). Lorsque ce dernier est en position \times 5, ces vitesses sont augmentées et vont alors de 0,1 s/cm à 1 μ s/cm.

Le tableau ci-après résume du reste les vitesses maximales effectivement obtenues sur les cinq gammes en fonction des positions relatives de S3 et de S4.

Contacteur S3		Contacteur S4
Position \times 1	Position \times 5	Positions
0,05 s/cm	0,01 s/cm	1
5 ms/cm	1 ms/cm	2
0,5 ms/cm	100 μ s/cm	3
50 μ s/cm	10 μ s/cm	4
5 μ s/cm	1 μ s/cm	5

Pour terminer, nous donnons, en figure 4-7 le schéma d'une alimentation étudiée en fonction des circuits de la base de temps que nous venons de décrire. Cette alimentation fournit le + 20 V et le - 20 V nécessaires au fonctionnement de l'ensemble. A noter que le transformateur T doit être en mesure de délivrer 2×20 V sous une intensité de 100 mA au secondaire.

MONTAGE B.

Ayant étudié, dans le détail, le fonctionnement des circuits du premier montage nous passerons plus rapidement sur celui du montage B, dont la conception, très classique, commence désormais à devenir familière.

Un certain nombre d'étages « types » le composent qui sont, dans l'ordre : un inverseur de polarité, une *bascule de Schmitt*, un circuit différentiateur-écrêteur et un bistable de commande, agissant sur une « porte » associée à une source à courant constant ; ces deux éléments constituant le générateur de balayage proprement dit.

ÉTAGE INVERSEUR DE POLARITÉ ET BASCULE DE MISE EN FORME.

Pouvant être déclenchés à partir de signaux d'origine interne ou externe — sélectionnés au moyen du contacteur S1 (fig. 4-8) — les circuits de la base de temps sont précédés, comme à l'accoutumée, d'un étage inverseur de polarité.

Cet étage, mettant en œuvre un amplificateur différentiel (T1-T2) utilise deux *p-n-p* (des ASY 32). Le montage n'attire aucune remarque particulière ; tout au plus peut-on noter que, selon la polarité des signaux d'entrée, c'est la base du transistor T1 (signaux négatifs) ou au contraire celle de T2 (signaux positifs) qui se trouve connectée à la source de synchronisation, de façon à disposer — aux bornes de la charge de collecteur de T1 — d'impulsions de déclenchement toujours positives.

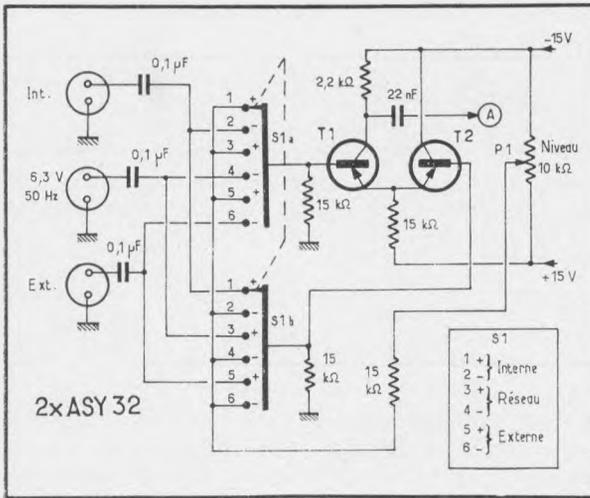
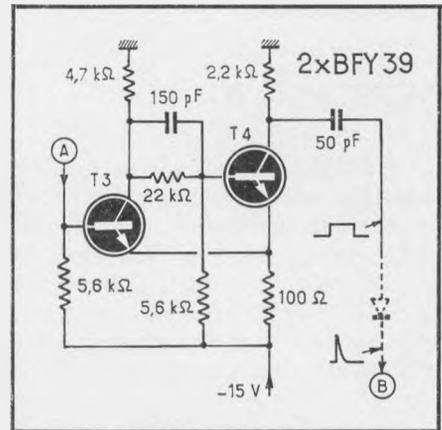


Fig. 4-8 — Schéma de l'inverseur de polarité du « montage B ». Les transistors utilisés sont des *p-n-p*.

Fig. 4-9. — Les signaux transmis par l'inverseur de polarité sont mis en forme au moyen d'une bascule de Schmitt.



Quel que soit le cas considéré, la base du transistor non excité à partir des signaux de synchronisation se trouve connectée — *via* S1 *a* ou S1 *b* — au curseur du potentiomètre P1 : celui-ci, en permettant de modifier la tension de polarisation du transistor considéré, détermine le niveau de déclenchement de l'état suivant.

Cet étage (fig. 4-9), en qui les techniciens reconnaîtront une *bascule de Schmitt*, est excité à partir des signaux en provenance de l'étage inverseur de polarité — signaux de polarité positive — et qui sont appliqués en A.

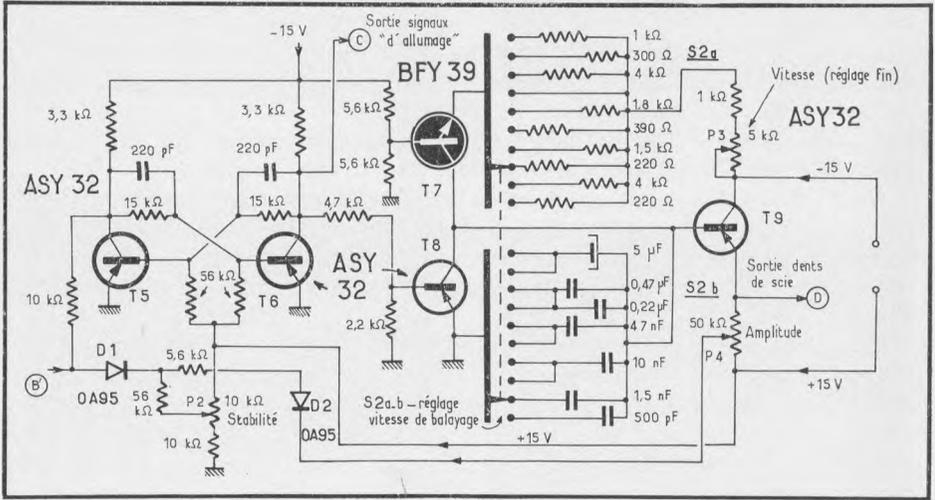


Fig. 4-10. — Les circuits du générateur de dents de scie sont déclenchés à partir d'un bistable de commande constitué par T5 et T6. C'est sur le collecteur de T6 que l'on prélève les signaux destinés à l'amplificateur de « blanking » (T10-T11, fig. 4-11).

En sortie, c'est-à-dire sur le collecteur de T4, on recueille des créneaux qui, une fois différenciés par un réseau R. C., donnent naissance à des impulsions doubles, dont seules les pointes positives sont transmises par la diode D1. Ce sont ces impulsions qui vont servir à « piloter » le bistable de commande, constitué par T4-T5.

LE BISTABLE DE COMMANDE ET LE GÉNÉRATEUR DE BALAYAGE.

Pour bien saisir le fonctionnement de l'ensemble constitué par les transistors T5 à T9 (fig. 4-10) il convient tout d'abord de se souvenir que les transistors T5 et T6 forment une bascule bistable (*Eccles-Jordan*) dont le changement d'état est soumis à la réception de *deux impulsions consécutives* de même polarité (positive).

Supposons tout d'abord le montage au repos, c'est-à-dire avec T5 conducteur et T6 bloqué, la « porte » T8 étant, dans ces conditions, conductrice et mettant en quelque sorte à la masse l'un des condensateurs sélectionnés par S2 b.

Appliquons maintenant une impulsion de polarité positive au point B' ; celle-ci est transmise, *via* la diode D1, à la base de T5 qui se bloque alors, entraînant le basculement du bistable de commande.

Ainsi, T5 se bloquant, tandis que T6 devient conducteur, la « porte » T8 se bloque à son tour, rendant possible la charge du condensateur précité, charge qui va s'effectuer linéairement au travers de la source à courant constant T7.

En fait, cette charge va s'opérer à une vitesse dépendant essentiellement de la valeur des résistances choisies par l'intermédiaire du contacteur S2 *a*.

Elle se poursuivra du reste jusqu'au moment où la tension sur la base de T9 rejoindra celle appliquée à la diode D2, au moyen du potentiomètre P4. Se débloquant alors, la diode D2 permettra le passage d'une impulsion positive (la deuxième de polarité convenable) qui, envoyée sur la base de T5, replacera la bascule dans son état d'origine.

Ainsi, T5 redevenant conducteur et T6 se bloquant à nouveau, la « porte » T8 pourra-t-elle (celle-ci étant alors conductrice) décharger instantanément le condensateur sélectionné par S2 *b*, donnant naissance à des dents de scie, recueillies pratiquement au niveau de l'émetteur de T9.

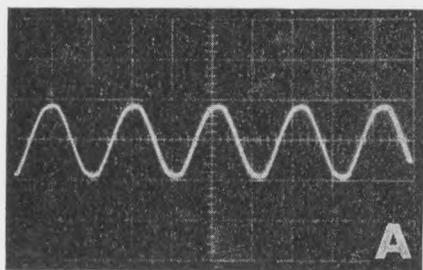
Ces diverses étapes sont illustrées par les oscillogrammes A à G, recueillis en différents points du montage étudié. Précisons qu'en A, il s'agit d'un signal alternatif à 50 Hz, envoyé sur la base du transistor T1 (fig. 4-8) de l'étage inverseur de polarité (S1 *a* placé sur polarité négative) ; en B, résultante de ce signal, telle qu'elle est recueillie à la sortie de l'étage de mise en forme (collecteur de T4, fig. 4-9).

En C, signaux de déclenchement de polarité positive, appliqués sur la base de T2 ; en D, résultante de ces signaux sur le collecteur de T4 : on est toujours en présence de tops positifs, comme en B.

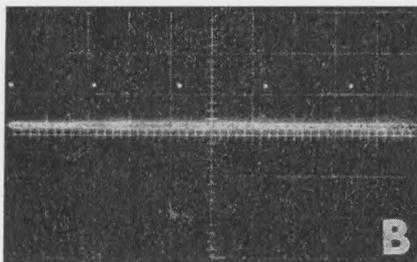
En E, forme des signaux relevés sur la base de T5 (bistable de commande), le potentiomètre de stabilité (P2) étant réglé de manière que cet étage puisse être déclenché à partir d'impulsions en « aiguille ».

En F (oscillogramme du bas) signaux sur la base de T5 et sur le collecteur de ce même transistor (oscillogramme du haut).

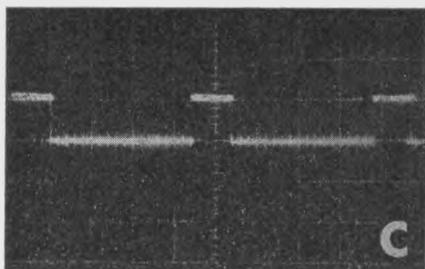
Enfin en G (oscillogramme du bas), signaux sur la base de T8 (« porte ») et dents de scie (oscillogramme du haut) relevées sur l'émetteur de T9.



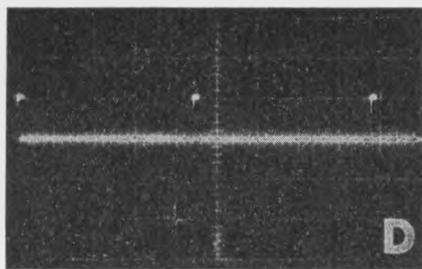
A : signal de déclenchement à 50 Hz envoyé sur la base de T1 (fig. 4-8).



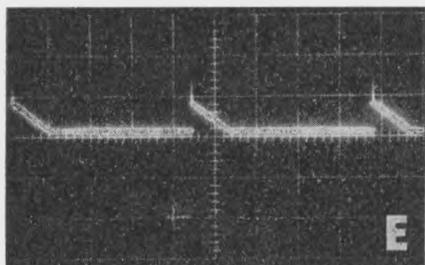
B : tops obtenus à partir du signal A, et recueillis sur le collecteur de T4 (fig. 4-9).



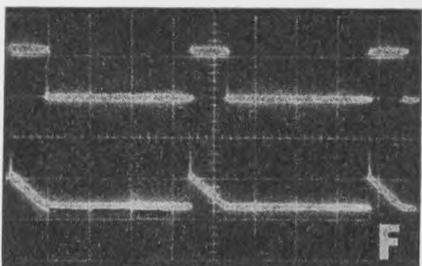
C : signal de déclenchement appliqué sur la base de T2 (fig. 4-8).



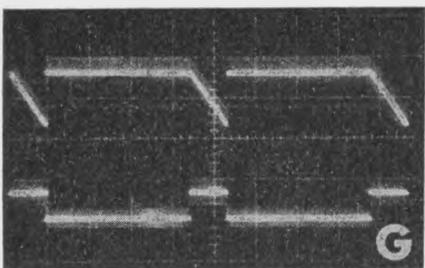
D : tops obtenus à partir du signal C, et recueillis sur le collecteur de T4. Comme en B, les signaux sont de polarité positive.



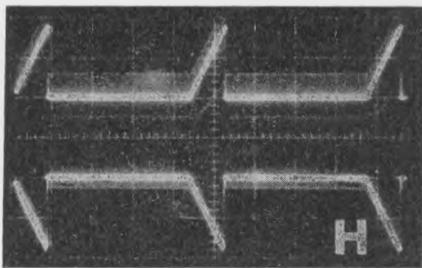
E : signaux relevés sur la base de T5 (fig. 4-10).



F : en haut, signaux sur le collecteur de T5 ; en bas, signaux sur la base de ce même transistor.



G : en haut, dents de scie sur l'émetteur de T9 (fig. 4-10) ; en bas, signaux sur la base de T8.



H : dents de scie en opposition de phase relevées sur les collecteurs de T12 et T13 (amplificateur de balayage horizontal fig. 4-11).

CIRCUITS DE BALAYAGE HORIZONTAL ET « D'ALLUMAGE » DU SPOT.

Obtenues au point D (collecteur de T9) les dents de scie sont d'amplitude insuffisante pour balayer toute la surface du tube cathodique. Par ailleurs, étant du type à déviation symétrique, ce dernier (un DG 7-74)

nécessite, en outre, des signaux de polarités opposées pour l'attaque de ses plaques de déviation (cf. oscillogramme H).

Ces divers problèmes sont résolus grâce à l'utilisation d'un amplificateur push-pull représenté figure 4-11 a et qui emploie les deux transistors T12 et T13 (des BFY 41).

Un potentiomètre (P6) disposé entre les deux circuits de collecteurs de ces transistors autorise une modification du gain de l'étage de sortie (rapport 1 à 10) et permet d'obtenir ainsi un effet de « loupe électronique ».

Notons encore que P5, en rendant possible le changement de la tension de polarisation de base de T13, permet de déplacer le point de repos des transistors T12 et T13, couplés, rappelons-le, par leur émetteur.

Ainsi peut-on modifier les tensions continues de collecteurs de ces derniers et, par voie de conséquence, celles des plaques de déviation du tube cathodique qui leur sont couplées en continu.

Pour éviter, qu'en période d'attente — n'oublions pas que cette base de temps est du type déclenché — le spot lumineux appelé à stationner à gauche de l'écran, vienne à brûler accidentellement l'écran de celui-ci, un circuit spécial « d'allumage » a été prévu.

Il est conçu de telle manière, qu'au repos — et pendant le retour du balayage — le faisceau électronique soit effectivement bloqué, « l'allumage » du spot n'intervenant que pendant le trajet aller de ce dernier.

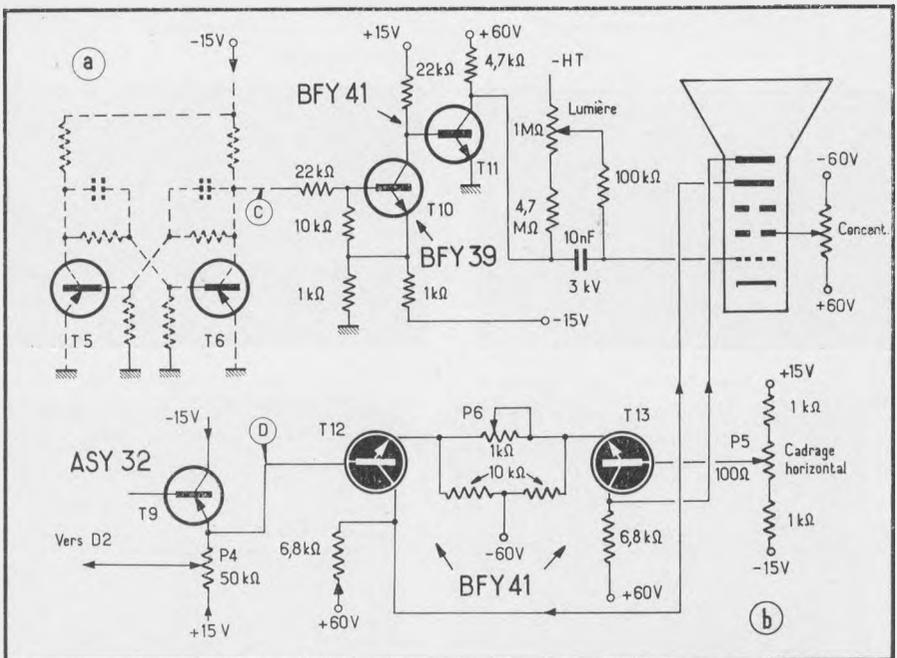


Fig. 4-11. — Schéma des circuits de l'amplificateur de balayage horizontal (T12-T13) et « d'allumage » du spot (T10-T11).

On y parvient au moyen du montage représenté figure 4-11 *b* et qui n'est autre qu'un circuit amplificateur destiné à amener à l'amplitude voulue les créneaux prélevés sur le collecteur de T6, du bistable de commande.

Les signaux — de polarité positive — ont une durée égale au trajet aller des signaux de balayage. Convenablement amplifiés par T10 et T11, ils présentent toutes les qualités requises pour débloquent effectivement le wehnelt du tube cathodique, auquel ils sont appliqués par l'intermédiaire d'un condensateur à fort isolement.

H' : en haut, tops positifs sur le collecteur de T11 ; en bas, signaux sur le collecteur de T6 (fig. 4-11).

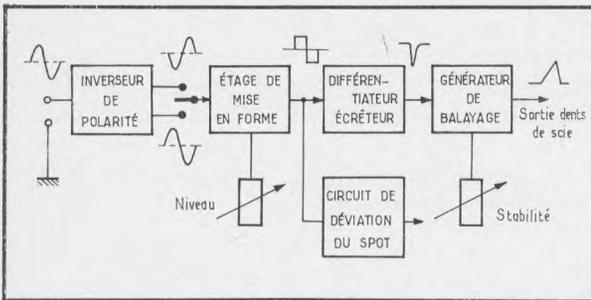
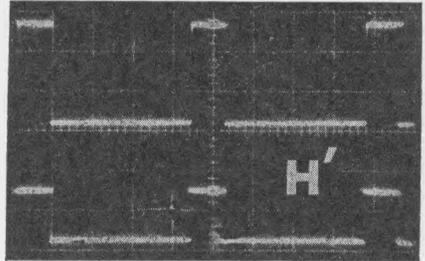


Fig. 4-12. — Synoptique des circuits du « montage C ».

La forme de ces signaux est donnée par l'oscillogramme H'. Précisons que les créneaux du bas sont prélevés sur le collecteur de T6, ceux du haut, correspondant aux tops positifs, apparaissent au niveau du collecteur de T11, et sont utilisés en fait pour « allumer » le faisceau électronique du tube DG 7-74.

MONTAGE C.

Avec la base de temps étudiée ci-après, c'est à une technique légèrement différente qu'il est fait appel, notamment en ce qui concerne l'étage de commande du générateur de balayage et les circuits de « blanking » proprement dits.

Un coup d'œil au synoptique de la figure 4-12 permet néanmoins de constater que la conception de l'ensemble ne s'écarte pas trop des sentiers battus.

En effet, nous rencontrons tout d'abord un très classique étage inverseur de polarité (fig. 4-13), sur le rôle duquel nous jugeons inutile désormais de nous apesantir.

Soulignons cependant la réelle simplicité des circuits mis en œuvre dont la sûreté de fonctionnement n'a cependant rien à envier à celle de montages plus complexes.

En plus des deux transistors T1-T2 entrant dans la composition de l'amplificateur différentiel équipant cet étage, il convient de remarquer la présence de T3, pouvant être mis ou non en série dans la sortie du montage précité, grâce au jeu des contacteurs S4 *a* et S4 *b*.

Lorsque ceux-ci sont en position 1, tout se passe normalement, les signaux transmis par l'étage inverseur de polarité attaquant, *via* le point A, l'entrée de l'étage de mise en forme (T4-T5, fig. 4-14).

Par contre, lorsque S4 *a* et S4 *b* sont en position 2, il n'en est plus de même. Cette fois, le transistor T3 se trouve mis en circuit, les signaux de déclenchement de la *bascule de Schmitt* (T4-T5) lui faisant suite étant alors prélevés sur son circuit de collecteur.

Dans ce cas, et étant donné le point de fonctionnement de l'étage, T3 ne devient effectivement conducteur qu'en présence des pointes correspondant aux tops de synchronisation TV, permettant en quelque sorte de séparer ceux-ci du reste du contenu de la modulation vidéo.

Il va de soi que, pour un fonctionnement correct du circuit, le contacteur S2 doit être placé sur la position + pour un signal vidéo négatif, et sur la position — pour un signal vidéo positif, afin de tenir compte des relations existant entre les tops de synchronisation et la modulation vidéo proprement dite.

Un circuit intégrateur RC complète le montage : il est destiné à éliminer les impulsions lignes au profit des impulsions images.

ÉTAGE DE MISE EN FORME.

Transformant en créneaux les signaux appliqués en A' à l'entrée du montage (fig. 4-14), la *bascule de Schmitt* utilisée ici, en amont du générateur de balayage, est conçue de manière à pouvoir fonctionner en multivibrateur astable.

Cela est réalisé au moyen du contacteur S5, utilisé en liaison avec S3 (fig. 4-13). Lorsque ceux-ci sont en position « Auto », l'ensemble T4-T5 se met alors à osciller à une fréquence relativement basse, sans qu'il soit besoin d'une impulsion de commande pour déclencher le fonctionnement de la bascule.

Toutefois dès qu'une impulsion de déclenchement parvient à l'étage, l'ensemble — transformé momentanément en multivibrateur astable — se synchronise immédiatement sur le signal reçu, donnant à nouveau en sortie des créneaux de même fréquence que le signal de commande.

Ceux-ci, une fois différenciés, sont transformés en impulsions doubles, qui sont alors écrêtées, seules les pointes négatives étant conservées pour déclencher la bascule d'entrée du générateur de balayage.

LE GÉNÉRATEUR DE BALAYAGE.

Alors que les montages décrits jusqu'à maintenant faisaient appel à des bascules du type *Eccles-Jordan*, la base de temps étudiée ici met en œuvre un *trigger de Schmitt*.

Fig. 4-13. — L'inverseur de polarité (T1-T2) est associé avec un séparateur TV (T3).

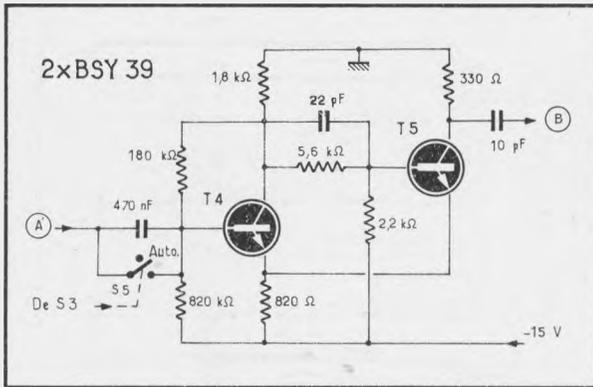
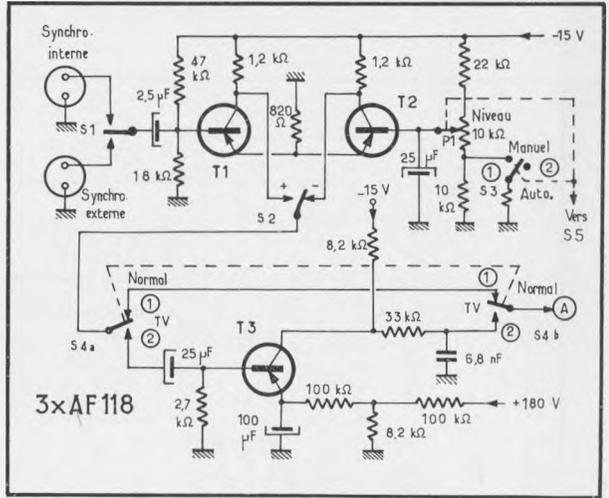


Fig. 4-14. — La bascule de l'étage de mise en forme peut être utilisée en multivibrateur astable.

Celui-ci, constitué par T6 et T7 (fig. 4-15) est déclenché par les impulsions négatives appliquées en B', sur la base de T6.

Au repos, T6 est normalement bloqué et T7 conducteur, tandis que l'intégrateur « bootstrap » (T9) est bloqué. Quand survient une impulsion négative sur la base de T6, ce transistor devient conducteur tandis que T7 se bloque et que T9 — excité *via* le transistor de couplage T8 et la diode D2 — se débloque à son tour.

Dès cet instant, le condensateur sélectionné au moyen de S5 *b* commence à se charger — *via* la diode D2 — à partir du circuit d'émetteur de T8.

La variation de tension à ses bornes est alors transmise par le moyen de l'emitter-follower T10, de l'étage inverseur de phase T11 et de T12 — utilisé lui aussi en emitter-follower — à l'entrée du trigger T6-T7 qui bascule dans l'autre état dès que la tension considérée dépasse un certain seuil et entraîne le blocage de T9 jusqu'à l'apparition de la prochaine impulsion de déclenchement négative.

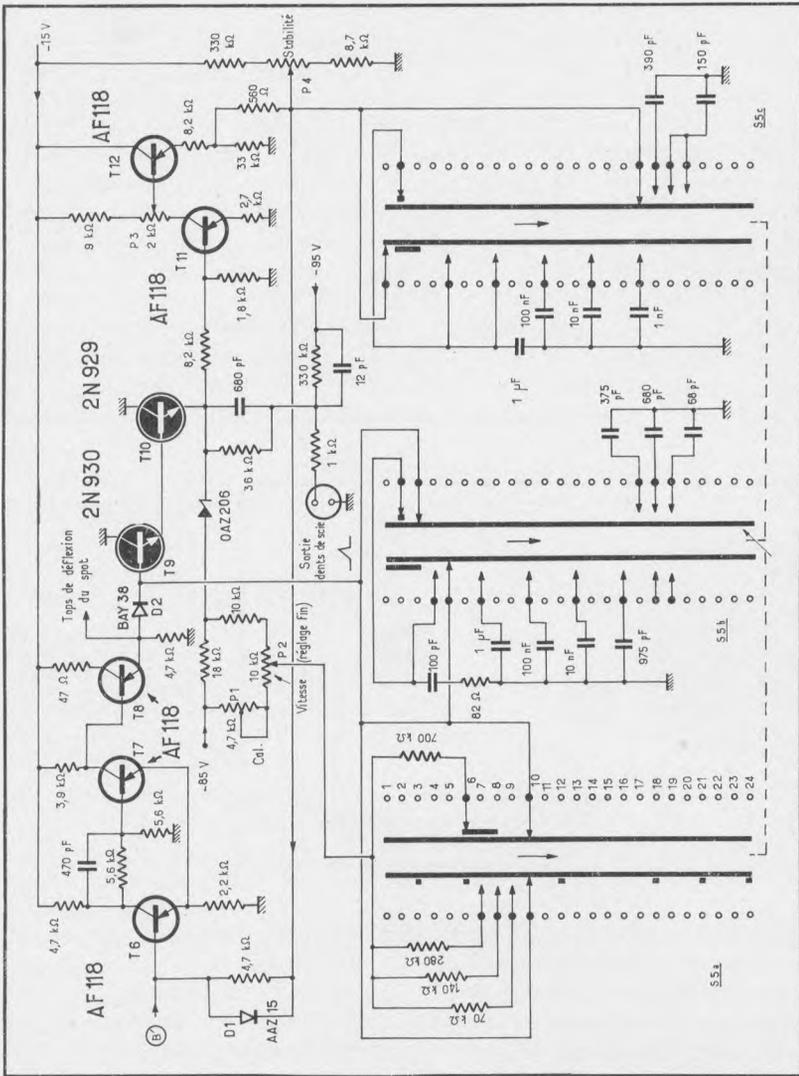


Fig. 4-15. — Détail des circuits du générateur de dents de scie du « montage C ».

Précisons que la stabilité du montage est ajustée au moyen du potentiomètre P4, lequel fixe en fait la polarisation de base de T6 et, par voie de conséquence, le niveau minimal des impulsions de fin de cycle, prélevées sur l'émetteur de T12.

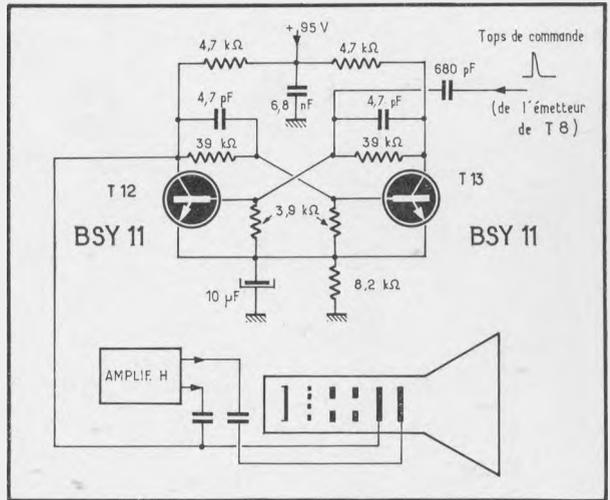
Ajoutons, pour terminer, que les vitesses de balayage sont déterminées par l'action conjuguée des résistances choisies par S5 *a* et des condensateurs sélectionnés par S5 *b*. Quant au contacteur S5 *c*, faisant partie du circuit de retour des impulsions de redéclenchement de la bascule T6-T7, il permet de mettre en circuit des condensateurs choisis en fonction des vitesses de balayage atteintes, de manière à adapter la constante de temps du circuit à celle du générateur de dents de scie.

LES CIRCUITS DE « BLANKING ».

Dans cette base de temps, le problème de l'effacement de la trace de retour a été résolu d'une façon originale.

C'est en effet à un circuit de déflexion annexe qu'a été confié ce rôle (fig. 4-16). Ici, contrairement à l'habitude, on n'a pas cherché à mettre au point un montage permettant de débloquent le faisceau d'électrons du tube cathodique pendant les périodes utiles de balayage.

Fig. 4-16. — La suppression de la trace de retour est obtenue en déviant le spot hors de la surface de l'écran du tube cathodique, au moyen d'un créneau engendré par un multivibrateur.



On a tout simplement fait appel à un multivibrateur (T12-T13) déclenché par les tops positifs apparaissant sur l'émetteur de T8 durant le retour des dents de scie.

Conséquence pratique : lorsqu'une telle impulsion est transmise au multivibrateur, le montage bascule, entraînant l'application à l'une des plaques de déflexion horizontale du tube cathodique, d'une tension continue rejetant le spot lumineux hors des dimensions de l'écran.

Ces signaux sont appliqués à T8, utilisé en emitter-follower et chargé d'assurer la liaison, d'une part avec l'amplificateur de « blanking » (T14-T15 ; fig. 4-22) et, d'autre part, avec les circuits du générateur de balayage (sortie au point C).

Notons encore que les potentiomètres P2 et P3 permettent d'ajuster la stabilité du bistable, un contacteur (S3) étant par ailleurs prévu pour assurer un verrouillage énergétique du bistable en position « blocage ».

LE GÉNÉRATEUR DE BALAYAGE.

Le synoptique de la figure 4-20 présente dans leur ensemble les circuits de la base de temps au milieu desquels on distingue, le générateur de balayage proprement dit.

Du type « bootstrap », ce générateur est conçu et ajusté de manière à avoir un gain égal à 1, alors même que la sortie de T11 est couplée à l'entrée de T10. Dans ces conditions, un courant constant traverse la résistance (R_a), ce qui permet de charger linéairement le condensateur (C_a). Bien entendu, la vitesse de charge de ce condensateur est fonction de sa capacité et de la valeur de la résistance série (R_a) ; ces éléments étant commutables, on parvient de la sorte à obtenir toute une gamme de vitesses qui, dans l'exemple pratique dont il sera question ci-après, s'échelonnent entre 1 s/cm et 0,2 μ s/cm.

Mais revenons à notre synoptique où nous avons reproduit les différents étages précédant le bistable. Celui-ci est donc déclenché par des impulsions négatives appliquées, *via* la diode D1, sur la base de T6.

En basculant, le bistable donne naissance à des signaux qui, transmis par T9 et D2 parviennent au générateur de balayage (T10-T11) ; se débloquent, celui-ci permet au condensateur (C_a) de se charger linéairement, jusqu'à une certaine valeur prédéterminée par P6.

Passé ce seuil, c'est au tour du transistor T12 de devenir conducteur et

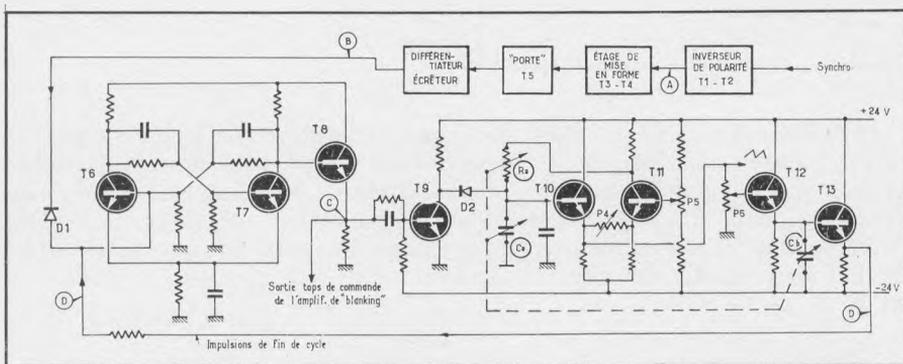
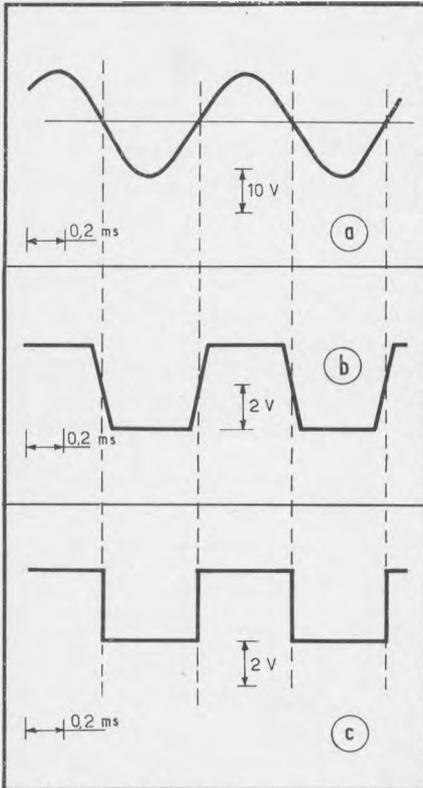


Fig. 4-20. — Synoptique de la base de temps déclenchée ; le bistable de commande T6-T7 est replacé, en fin de cycle, dans son état initial grâce à l'impulsion négative apparaissant sur l'émetteur de T13.

Grâce aux oscillogrammes ci-contre il est possible de se rendre compte de la forme des signaux relevés au niveau des deux premiers étages de la base de temps.

En injectant, sur la base de T1, un signal sinusoïdal tel que celui représenté en *a*, on obtient, sur le collecteur de T2, un créneau ayant l'allure de l'oscillogramme *b*. Ce signal donne naissance, sur le collecteur de T4 (sortie du trigger) à une onde rectangulaire semblable à celle reproduite en *c*.



Signaux relevés respectivement sur le collecteur de T2 (*b*), et sur le collecteur de T4 (*c*) et obtenus à partir de la sinusoïde représentée en (*a*).

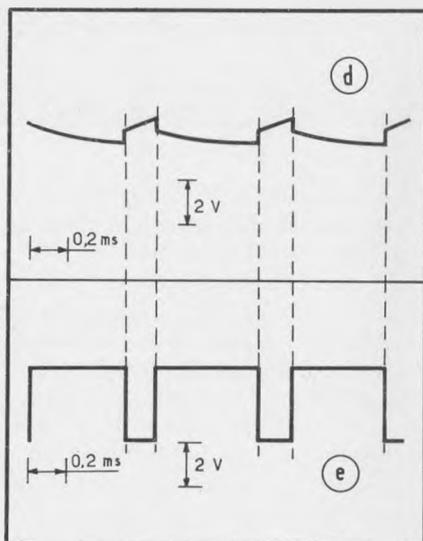
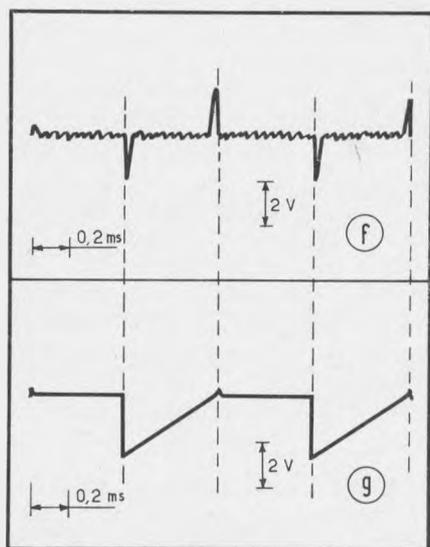
Quand on passe en position « Auto » (contacteur S2), il n'est plus besoin d'un signal de déclenchement externe, le trigger étant, alors transformé en multivibrateur astable. Dans ces conditions, on relève sur la base de T3 un signal semblable à l'oscillogramme *d*, tandis que sur le collecteur de T4, on obtient un créneau identique à *e*.

LE BISTABLE DE COMMANDE.

Élément essentiel de la base de temps, le circuit de commande du générateur de balayage est réalisé autour d'un bistable du type *Eccles-Jordan* (fig. 4-19).

Un tel montage est déclenché par les impulsions négatives en provenance du trigger le précédent, impulsions appliquées en B' et qui lui sont transmises — à partir du collecteur de T4 — par l'intermédiaire du transistor T5 (fig. 4-18) monté en emitter-follower (1).

Formes des signaux relevés sur la base de T3 (d) et sur le collecteur de T4 (e) lorsque S2 est en position « Auto ».



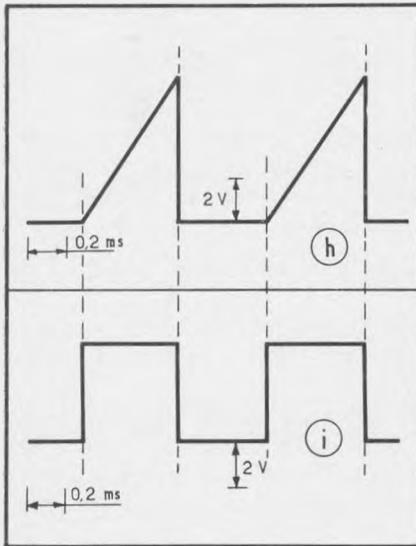
En (f), signaux de déclenchement observés après différentiation des crêteaux fournis par la bascule T3-T4 ; en (g), signaux obtenus sur le collecteur de T7.

Initialement, ces impulsions, obtenues par différentiation des signaux rectangulaires délivrés par le trigger, sont de polarité double (oscillogramme *f*). Les pointes positives étant éliminées par l'intermédiaire de la diode D1, seuls des tops négatifs parviennent donc sur la base de T6, entraînant ainsi le basculement du bistable, à la sortie duquel (collecteur de T7) on recueille des signaux de commande tels que ceux représentés en *g*.

(1) Rappelons qu'aux fréquences supérieures à 3 MHz, les signaux appliqués à l'entrée de T6 proviennent directement de l'étage inverseur de polarité, sans passer par le trigger de Schmitt, alors inopérant.

AMPLIFICATEUR DE « BLANKING ».

Comme dans toute base de temps du type déclenché, il est indispensable de bloquer le faisceau électronique du tube cathodique lors de son stationnement à gauche de l'écran et « d'allumer » le spot lors de son trajet aller.



Les signaux « d'allumage » (i) appliqués au wehnelt ont même durée que les dents de scie de balayage (h).

Cette mission est confiée à un amplificateur dont le schéma est donné figure 4-22 et mettant en œuvre les transistors T14 et T15. Le fonctionnement de l'ensemble repose sur la présence — au niveau de l'émetteur de T8 — de créniaux positifs d'une durée égale au trajet aller des dents de scie de balayage (oscillogramme *h*).

Transmis à l'ensemble T14-T15, ces signaux — dont l'amplitude est portée à 50 V (oscillogramme *i*) — présentent toutes les conditions requises pour débloquent effectivement le wehnelt du tube cathodique, auquel ils sont appliqués durant le trajet utile du balayage. En dehors de ce cas, le faisceau électronique étant bloqué, aucune trace lumineuse ne peut donc apparaître sur l'écran du tube cathodique.

DEUXIÈME PARTIE

L'AMPLIFICATEUR HORIZONTAL

D'une manière générale, il est très rare d'attaquer directement les plaques de déflexion horizontale d'un tube cathodique, à partir des dents de scie obtenues à la sortie de la base de temps.

En effet, les signaux de balayage ont, le plus souvent, une amplitude insuffisante et un amplificateur s'avère alors indispensable.

Bien que de nombreux montages soient possibles, ceux-ci dérivent tous plus ou moins de quelques schémas de base, dont nous allons examiner ci-après les caractéristiques essentielles.

Précisons que, tout comme dans le cas des bases de temps précédemment étudiées, nous débuterons par l'examen de montages équipés de tubes électroniques, la description d'amplificateurs transistorisés n'intervenant qu'ultérieurement.

CHAPITRE V.

SCHÉMAS DE PRINCIPE

Dans tout oscilloscope moderne, l'étage d'attaque des plaques de déflexion horizontale est du type symétrique. On utilise habituellement un étage push-pull autodéphaseur, semblable à celui représenté figure 5-1, mettant en œuvre deux tubes (V1 et V2), couplés entre eux par résistance de cathode (R2) commune.

Rappelons brièvement le fonctionnement d'un tel montage. Lorsqu'un signal de commande est appliqué à la grille du tube supérieur (V1) il se retrouve en phase aux bornes de la résistance de cathode R2 ; la grille du deuxième tube (V2) étant à la masse, au point de vue alternatif, *via* C2, la triode inférieure se trouve donc commandée par sa cathode et délivre, de ce fait, sur sa plaque, des tensions déphasées de 180° par rapport à celles apparaissant sur la plaque du premier tube (V1).

Notons, toutefois, que le gain des tubes n'est pas exactement le même ; en conséquence, un certain déséquilibre existe entre les deux tensions apparaissant aux bornes des résistances de charge R3 et R4, mais qui ne tire aucunement à conséquence, et qui, en pratique, est d'autant plus faible que la résistance commune de cathode (R2) est de valeur élevée.

Disposant sur les plaques de V1 et V2 de signaux déphasés entre eux de 180° , on peut donc attaquer symétriquement les plaques de déflexion horizontale du tube cathodique.

SOLUTIONS PRATIQUES.

Plusieurs solutions s'offrent à nous, qui dépendent en fait du dispositif de cadrage adopté, lequel est conçu de manière à faire varier en sens inverse les potentiels continus appliqués aux plaques de déflexion.

Un premier montage est proposé figure 5-1 ; il se compose du potentiomètre P1 (à variation linéaire) et du diviseur de tension constitué par les résistances R5 à R8. En pratique, on les choisit de telle sorte que : $R7 = R8 = P1$, R5 et R6 affichant quatre fois la valeur de P1.

Un tel circuit de cadrage permet d'obtenir un déplacement du spot égal à environ deux fois le diamètre de l'écran. Son emploi n'est, en fait, retenu que dans les cas où il est nécessaire d'appliquer aux plaques de déflexion du tube cathodique des tensions supérieures à celles dont on dispose normalement sur les anodes de V1 et de V2.

Cet impératif ne devant être que rarement observé, on accorde d'ha-

Fig. 5-1. — Schéma type d'un amplificateur push-pull auto-déphaseur.

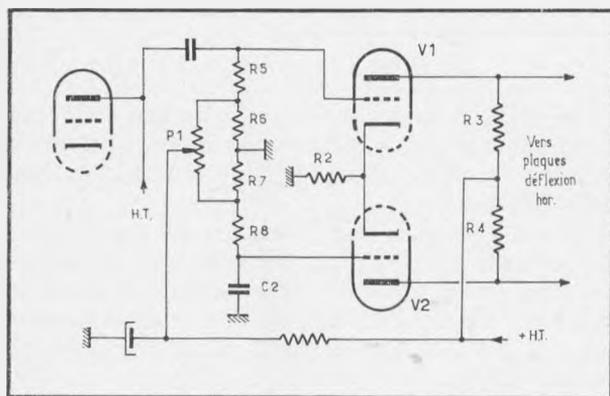
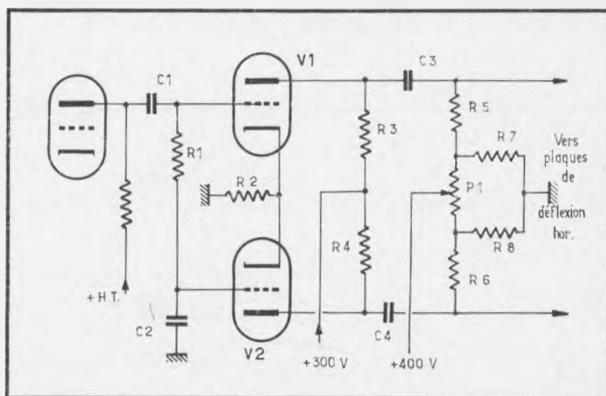


Fig. 5-2. — Variante du système de cadrage pouvant être adopté au niveau du push-pull de sortie.

bitude la préférence à des montages permettant la transmission de la composante continue, présente sur les anodes du push-pull final, aux plaques de déflexion.

Un premier exemple nous est donné par le schéma de la figure 5-2, dont le fonctionnement en autodéphaseur est en tous points identique à celui du montage de la figure 5-1.

Ici, la liaison entre les anodes de V1-V2 et les plaques du tube cathodique étant directe, la variation de cadrage est obtenue par modification de la tension continue appliquée aux grilles de commande de ces mêmes tubes.

Cela est réalisé par l'intermédiaire de l'ensemble diviseur à résistances R5 à R8, et du potentiomètre P1 grâce auquel, quand la tension sur la grille de V1 s'élève, celle de V2 s'abaisse et *vice versa*, ce qui entraîne, par voie de conséquence, une modification inverse du potentiel des anodes de V1 et V2 auxquelles sont reliées les plaques de déflexion horizontale.

Dans le second exemple (fig. 5-3), le cadrage est obtenu d'une manière similaire, par modification de la tension continue appliquée sur la grille de l'un des tubes du push-pull final (V2 b).

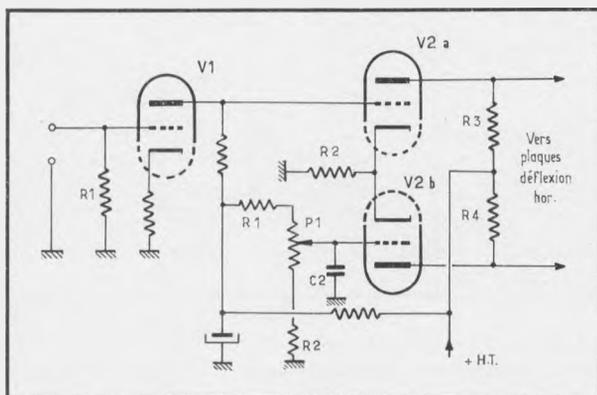


Fig. 5-3. — Les liaisons étant à couplages directs, le cadrage s'effectue en jouant sur le potentiel continu de la grille de V2 b.

L'autre tube (V2 a) a sa grille directement reliée à l'anode de l'étage préamplificateur (V1). Comme la grille de V2 a est à un potentiel positif assez élevé (une cinquantaine de volts), il convient de porter la cathode de ce tube à un potentiel supérieur.

On est ainsi amené à prendre pour R2 une résistance dont la valeur est nettement plus forte que celle utilisée dans les montages des figures 5-1 et 5-2. Ce qui ne présente au fond que des avantages, car, ainsi que nous l'avons vu, la dissymétrie des tensions disponibles sur les anodes du push-pull autodéphaseur (V2 a-V2 b) est d'autant moins marquée que cette résistance est de valeur élevée.

Les montages examinés ci-après font tous appel à des doubles triodes, genre 12 AU 7. Les deux premiers sont du type à couplage par capacités et résistances ; leur bande passante va pratiquement de 2 Hz (-3 dB) à 200 kHz (-3 dB).

Examinons rapidement le schéma de la figure 5-4. L'étage d'entrée (V1) fait appel à une 6 C 4 ou une 1/2 12 AU 7 ; modérément chargé (10 k Ω), ce tube est couplé par un condensateur de 100 nF au push-pull autodéphaseur (V2 a-V2 b).

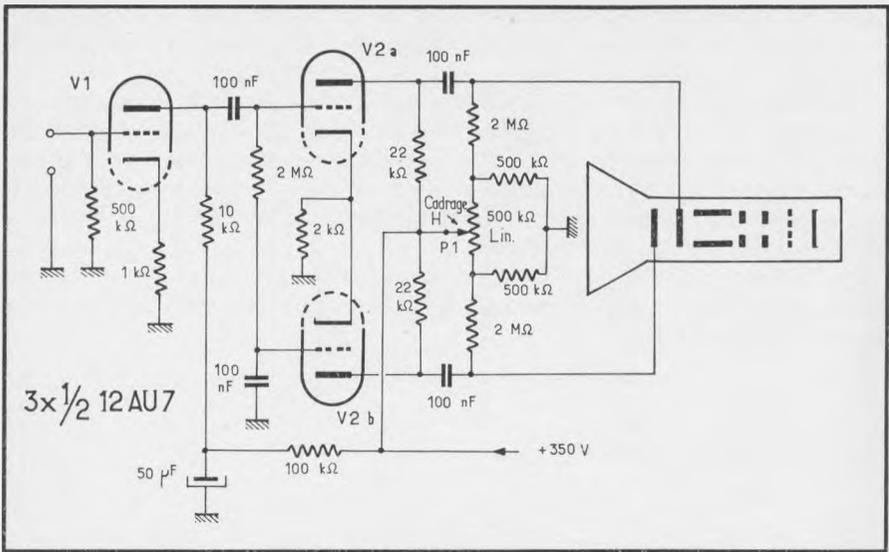


Fig. 5-4. — Exemple pratique de push-pull autodéphaseur pouvant être utilisé pour le balayage horizontal d'un tube cathodique.

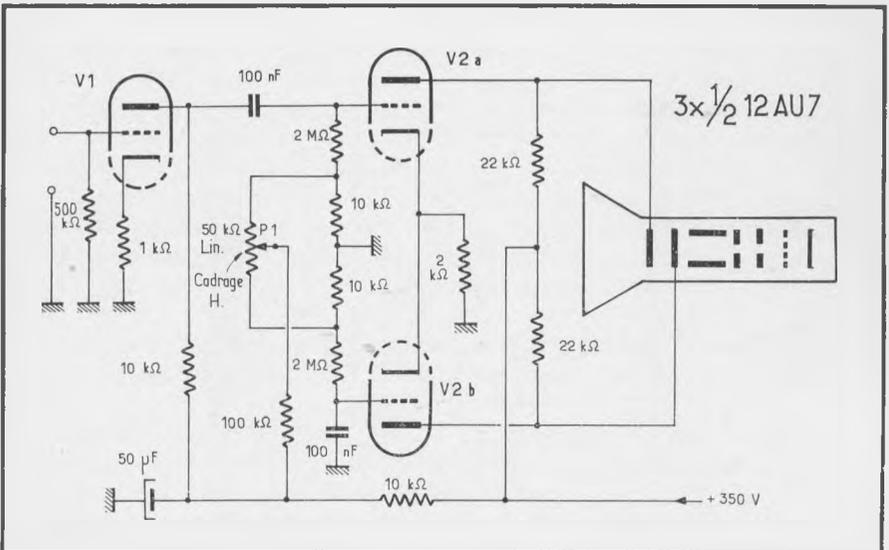


Fig. 5-5. — Ici, le cadrage du spot est réalisé en faisant jouer en sens inverse les potentiels continus des grilles de la double triode V2.

Le cadrage du spot est obtenu par l'action du potentiomètre P1, permettant de modifier la tension continue appliquée aux plaques de déflexion horizontale du tube cathodique.

Dans le montage de la figure 5-5, un seul condensateur de liaison est utilisé entre la plaque de V1 et la grille de V2 a. En effet, les anodes du push-pull autodéphaseur sont, cette fois, directement reliées aux plaques du tube cathodique, afin de permettre un cadrage du spot en appliquant aux grilles du push-pull de sortie, par l'intermédiaire de P1, des tensions continues variant en sens inverse.

On fait ainsi d'une pierre deux coups car, en supprimant les condensateurs, on améliore sensiblement le fonctionnement du montage aux très basses fréquences.

COUPLAGES DIRECTS.

Les deux amplificateurs que nous venons d'examiner présentent cependant un défaut : comme ils ne peuvent transmettre la composante continue, leur emploi est en fait exclusivement réservé aux oscilloscopes ne mettant en œuvre que des bases de temps relaxées.

Dans les modèles faisant appel à des bases de temps déclenchées, il est en effet indispensable d'utiliser des amplificateurs à couplages directs — c'est-à-dire sans aucun condensateur de liaison — de façon à pouvoir

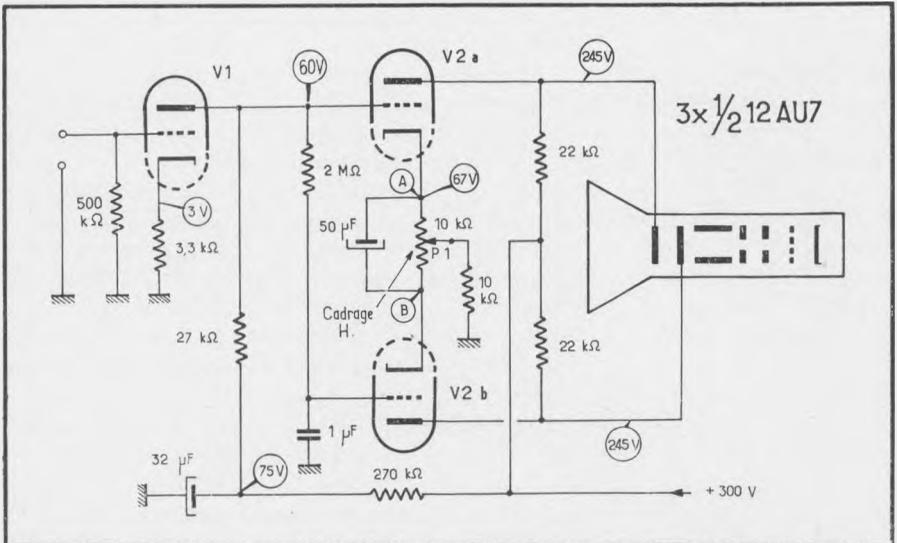


Fig. 5-6. — Dans ce montage autodéphaseur, à liaisons directes, le cadrage est obtenu en modifiant les courants de cathode des deux sections de la double triode de sortie.

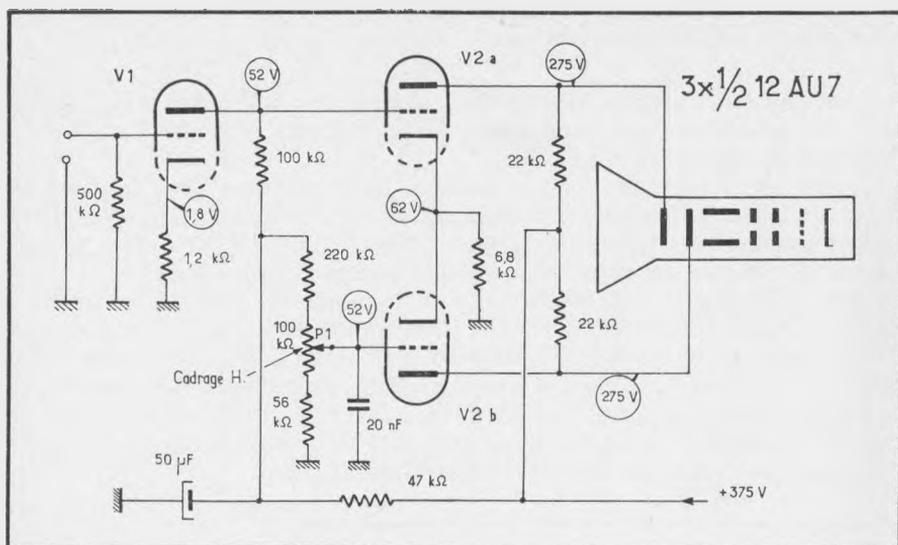


Fig. 5-7. — Le cadrage du spot s'obtient en modifiant (au moyen de P1) le potentiel continu de la grille de V2 b.

transmettre la composante continue, mise à profit pour maintenir — en période d'attente — le spot à gauche de l'écran.

Les montages des figures 5-6 et 5-7 répondent à cet impératif. Noter, à propos du premier de ceux-ci, la manière dont est réalisée la commande de cadrage du spot. Ici, la variation des tensions continues sur les électrodes de déflection est obtenue par modification des courants des cathodes de V2 a et V2 b, dont l'équilibrage peut être modifié au moyen du potentiomètre P1.

Lorsque le curseur de ce dernier se rapproche du point A, il est facile de voir que la résistance du circuit de cathode de V2 a diminue, alors qu'à l'inverse, celle du circuit de cathode de V2 b augmente.

En conséquence, le courant d'anode de V2 a augmentant, alors que celui de V2 b diminue, on obtient, sur les plaques de déflection correspondantes du tube cathodique, des tensions continues de valeurs inégales, se traduisant par un déplacement de la trace lumineuse observée sur l'écran.

Bien entendu, lorsque le curseur de P1 est ramené vers le point B, les phénomènes s'inversent et la trace lumineuse se déplace dans l'autre sens.

Egalement à couplages directs, l'amplificateur dont le schéma est donné figure 5-7 met en œuvre, lui aussi, un push-pull autodéphaseur à couplage par résistance de cathode commune.

Ici, le cadrage est obtenu en faisant varier la tension continue appliquée sur la grille de la triode inférieure (V2 b), ce qui a pour effet de modifier le potentiel d'anode du tube considéré et, par voie de conséquence, celui de la plaque de déflection du tube cathodique à laquelle elle est reliée.

DOSAGE DES SIGNAUX.

Quel que soit l'amplificateur utilisé, il convient de mettre à la disposition de l'utilisateur une commande lui permettant de doser l'amplitude des signaux appliqués à l'entrée.

Parmi les nombreux circuits utilisés, nous citerons tout d'abord le montage à charge cathodique de la figure 5-8, et qui permet de réaliser une commande progressive de l'atténuation à l'aide d'un simple potentiomètre, la sortie des signaux s'effectuant à basse impédance.

Semblable circuit est prévu pour être utilisé en amont du premier étage de l'amplificateur horizontal. Cependant, étant donné la présence d'un condensateur de liaison, placé en série avec le potentiomètre P, ce montage ne saurait convenir à la transmission de la composante continue.

Aussi, quand l'amplificateur horizontal doit répondre à cet impératif — cas de son emploi en liaison avec une base de temps déclenchée — est-on amené à utiliser des circuits conçus différemment.

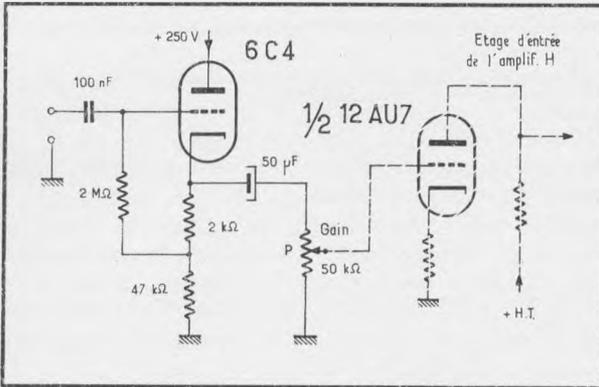


Fig. 5-8. — Le montage à charge cathodique permet de réaliser une commande progressive de l'atténuation au moyen d'un simple potentiomètre.

Dans l'exemple de la figure 5-9, c'est encore un cathodyne qui est employé devant l'amplificateur horizontal. Toutefois, dans ce cas, le circuit de cathode de $V1 a$ fait retour à une source de tension négative : Grâce à cette tension de compensation, le potentiel de cathode $V1 a$, par rapport à la masse, est en principe nul et, par suite, le réglage du potentiomètre de gain (P2) n'entraîne aucun déplacement du spot sur l'écran.

Un potentiomètre (P1) est prévu pour le réglage de la « balance » du montage ; sa position optimale est déterminée expérimentalement, en l'ajustant de manière que la manœuvre de P2 n'introduise aucun déplacement de la trace lumineuse observée.

Etant à couplage direct, ce cathodyne peut parfaitement être utilisé devant un amplificateur à courant continu. Il en est de même du montage représenté figure 5-10, qui présente l'intérêt, étant symétrique, d'être nettement plus stable dans le temps que le précédent.

Ce circuit atténuateur utilise une double triode, montée en amplificateur symétrique à charge cathodique. La grille de $V1$ reçoit le signal à doser ; celle de $V2$ est à la masse.

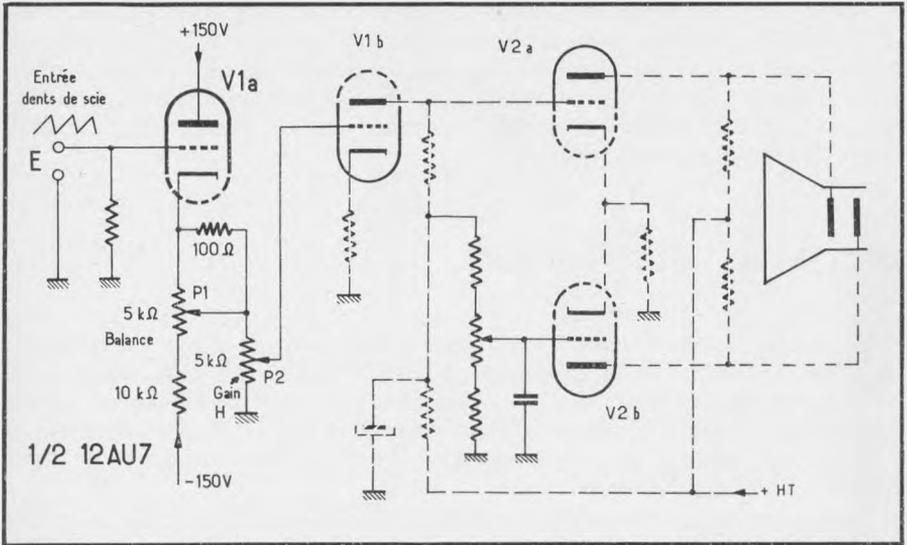


Fig. 5-9. — Exemple de réalisation de cathodyne à couplage direct.

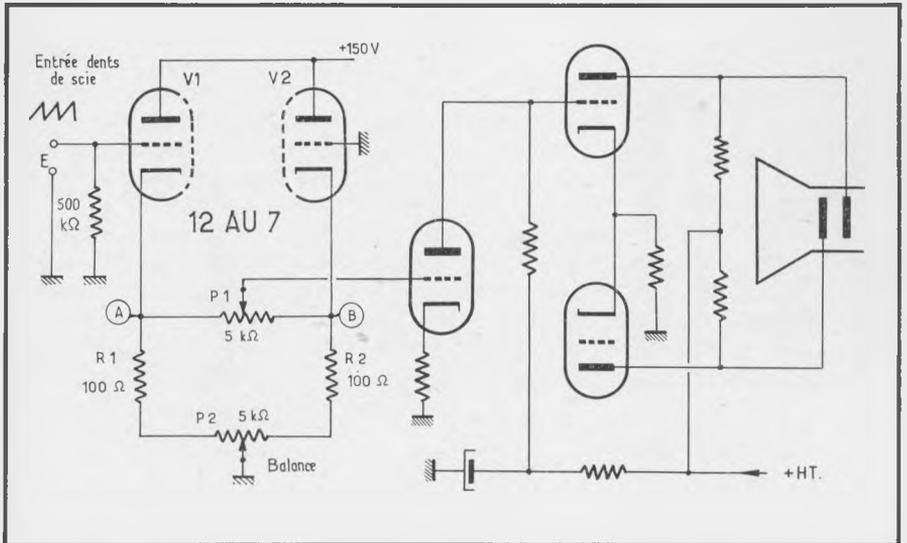


Fig. 5-10. — Montage cathodyne, du type symétrique, permettant la transmission de la composante continue.

Les signaux de sortie sont prélevés par le potentiomètre P1 ; le potentiomètre P2, en série avec les résistances de cathode R1 et R2 permet d'équilibrer le montage de manière que les potentiels aux points A et B aient même valeur. Son ajustage est réalisé, comme précédemment, de façon que la manœuvre de P1 n'amène aucun déplacement latéral des oscillogrammes observés.

DIVISEURS DE TENSION.

En pratique, ces circuits demandent à être complétés par un diviseur de tension, compensé en fréquence. En effet, il ne faut pas oublier que, dans le cas de l'utilisation de ces atténuateurs, avec une base de temps déclenchée, l'entrée E des montages considérés est, la plupart du temps, directement reliée à une électrode du tube générateur de dents de scie, portée à un potentiel élevé.

Pour réduire la valeur de la tension positive appliquée, sur la grille de l'étage cathodique d'entrée, on est donc amené à faire usage d'un diviseur à résistances (fig. 5-11 a et 5-11 b). Celui-ci est du type compensé, de manière que les signaux alternatifs transmis à l'entrée du montage soient tous atténués d'une manière identique, quelle que soit leur fréquence.

A noter que l'ajustage de C1 s'opère en pratique aux fréquences les plus élevées de balayage, son réglage étant réalisé de manière à obtenir

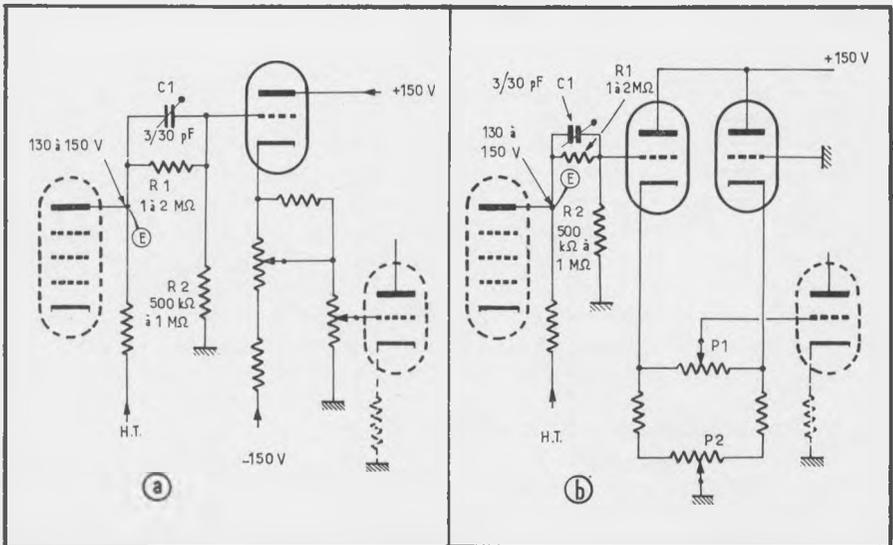


Fig. 5-11. — En pratique, les étages de liaison à charge cathodique sont précédés d'un diviseur de tension, compensé en fréquence.

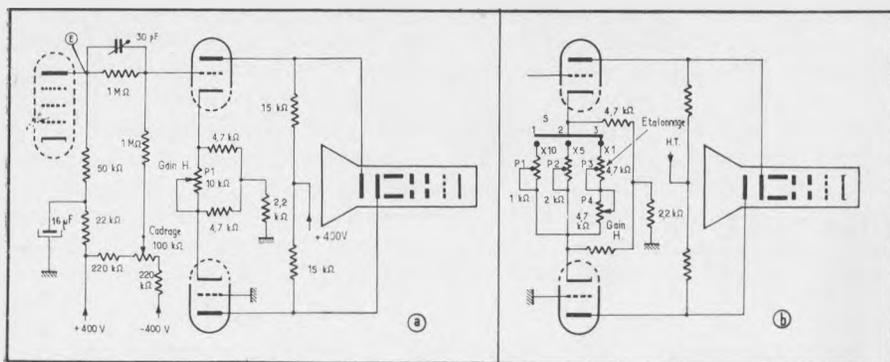


Fig. 5-12. — Le plus souvent, les commandes de gain permettent de modifier le taux de contre-réaction appliqué au push-pull final.

sur l'écran une trace lumineuse identique à celle observée aux fréquences de balayage les plus basses.

Dans l'immense majorité des cas, il n'est toutefois pas indispensable de pouvoir ramener à zéro l'amplitude du balayage horizontal, ce que rendaient possible les montages des figures 5-8 à 5-11.

En effet les bases de temps qui équipent les oscilloscopes de conception moderne sont en fait toutes étalonnées en temps ; ce qui revient à dire que la vitesse des signaux qu'elles engendrent est en rapport étroit avec la largeur de la trace observée sur l'écran.

Dans ces conditions on comprend que l'utilisateur désireux de déterminer avec précision la durée d'un phénomène, ne soit pratiquement plus amené qu'à ajuster la longueur de la trace lumineuse de balayage.

Il lui suffit alors d'une commande de gain à action limitée, d'ordinaire constituée par un potentiomètre placé au niveau du circuit de cathode du push-pull autodéphaseur (fig. 5-12 a).

Ainsi, modifiant selon la position du curseur P1, le taux de contre-réaction appliqué à l'étage, peut-on très simplement faire varier le gain de ce dernier. Ajoutons que les circuits considérés étant à basse impédance, aucune compensation en fréquence ne doit être prévue.

Dans la réalité, ce circuit de commande de gain — aujourd'hui universellement adopté — se complique parfois légèrement (fig. 5-12 b). Il n'est pas rare, en effet, de le voir associé à un contacteur autorisant la mise en service d'un ou plusieurs potentiomètres pré-réglés permettant à l'utilisateur — notamment si le gain apporté par l'amplificateur est plusieurs fois supérieur à ce qu'il est nécessaire pour balayer la surface de l'écran — d'obtenir un effet de « loupe électronique » calibré, multipliant par 5 ou 10 la longueur de la trace normale.

CHAPITRE VI.

CIRCUITS A COUPLAGES DIRECTS

Les trois montages que nous allons maintenant analyser rapidement constituent une illustration pratique des circuits habituellement utilisés dans les amplificateurs de balayage horizontal d'oscilloscopes, équipés de bases de temps déclenchées.

Ceux-ci sont en effet à couplages directs, afin de permettre la transmission de la composante continue, mise à profit, rappelons-le, pour maintenir le spot lumineux à gauche de l'écran en période d'attente de l'impulsion de déclenchement de balayage.

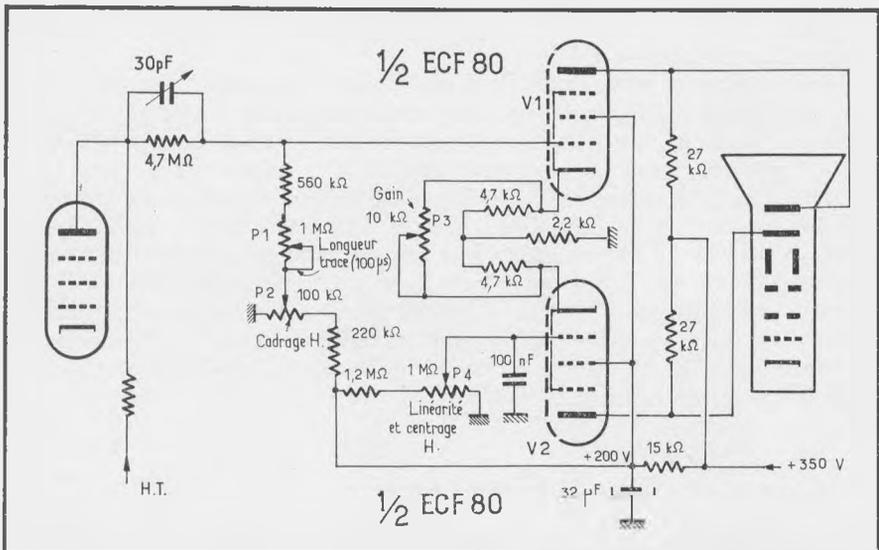


Fig. 6-1. — Schéma pratique d'un amplificateur de balayage horizontal à liaisons directes.

Dans le cas de la figure 6-1 nous avons représenté, dans la gauche du dessin, le dernier tube du générateur de dents de scie, dont l'anode est couplée en continu — *via* un réseau atténuateur — à la grille de la pentode supérieure (V1) du push-pull de sortie.

Ce dernier est constitué par les deux tubes V1 et V2, couplés entre eux par résistance de cathode commune (2,2 k Ω). C'est au niveau des circuits de cathode qu'est disposée la commande de gain (P3), utilisant un potentiomètre permettant de doser — par amortissement variable — l'efficacité de la contre-réaction d'intensité, appliquée à chacune des deux pentodes, par l'intermédiaire des résistances de cathode (4,7 k Ω) non découplées.

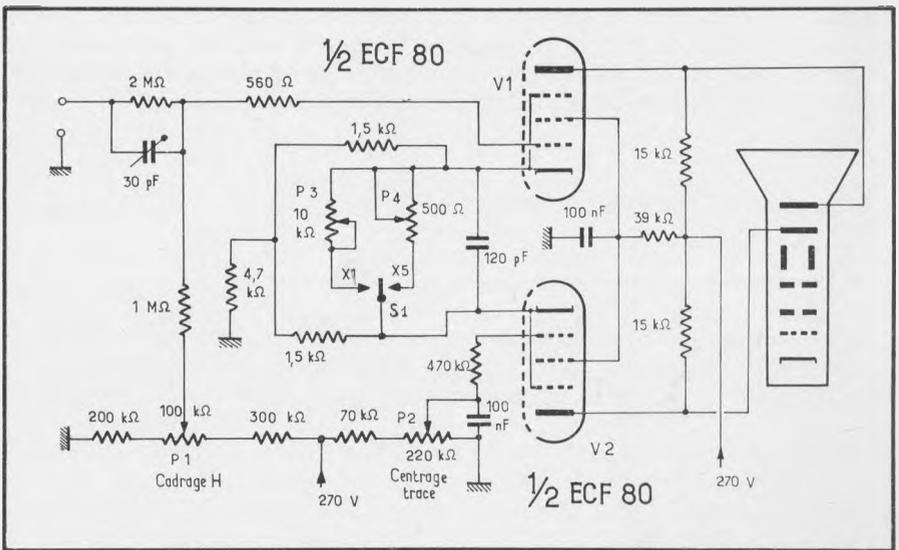


Fig. 6-2. — Autre exemple d'amplificateur horizontal faisant appel à un push-pull à couplage cathodique.

Le cadrage du spot est simplement obtenu en jouant sur la valeur de la tension continue appliquée à la grille de V1 au moyen de P2. On notera que le potentiel continu de la grille de V2 est fixé d'une manière similaire au moyen de P4 ; ce potentiomètre, dont la manœuvre agit également sur le cadrage du spot, est en fait utilisé pour centrer ce dernier sur l'écran et ajuster le point de fonctionnement de l'étage (linéarité) afin d'éviter un tassement des signaux observés à droite ou à gauche de l'écran.

Le montage représenté figure 6-2 est de conception voisine. Ici encore, il est fait appel à un push-pull à couplage cathodique et liaisons directes. Cadrage et centrage du spot sont obtenus en jouant sur la valeur des potentiels continus appliqués aux grilles de l'étage de sortie, dont les plaques sont directement reliées aux électrodes de déflection du tube cathodique.

Légèrement différent de celui du montage précédent, le circuit de cathode du push-pull final fait appel à un contacteur (S1), grâce auquel il est possible de mettre en circuit soit le potentiomètre P3, soit le potentiomètre P4.

Dans le premier cas (position : $\times 1$), le gain de l'amplificateur horizontal peut être ajusté manuellement ; dans le second cas (position : $\times 5$), le gain de l'amplificateur se trouve multiplié par 5, donnant lieu également à un effet de « loupe électronique », mais présentant cette fois l'intérêt de pouvoir être calibré.

Précisons que, dans l'exemple choisi, l'amplificateur de balayage étant destiné à transmettre des signaux à fréquence relativement élevée, on a été amené à améliorer son comportement aux fréquences supérieures. Cela a été résolu, très simplement, en découplant, d'une part, le circuit de cathode de l'étage au moyen d'un condensateur de faible valeur — ce qui réduit l'effet de la contre-réaction d'intensité aux fréquences élevées — et en adoptant, d'autre part, des résistances de charge de plus faible valeur (15 k Ω au lieu des 27 k Ω de l'exemple précédent).

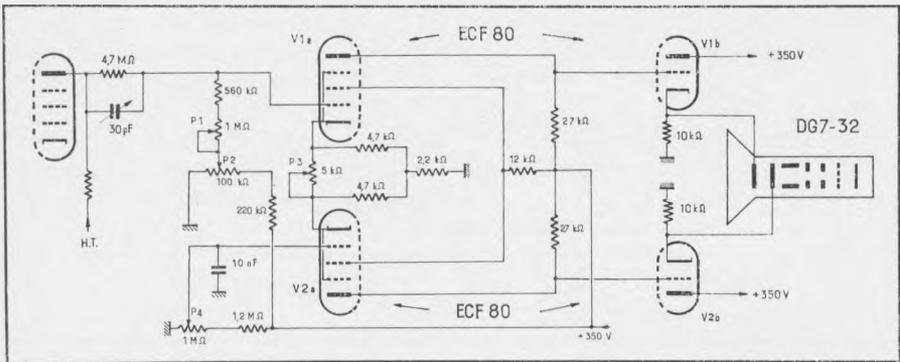


Fig. 6-3. — La réduction des effets dus aux capacités parasites est obtenue ici en faisant appel à deux cathodynes de liaison permettant l'attaque, à basse impédance, des plaques de déflexion.

Dans le cas de la figure 6-3, l'amélioration du comportement de l'étage aux fréquences élevées est obtenu d'une manière différente. En effet, étant donné que les capacités parasites sont, pour une bonne part, « responsables » de la chute du gain aux fréquences supérieures à 1 MHz, on a tourné la difficulté en utilisant un étage de couplage (V1 b-V2 b) en série dans la liaison vers les plaques de déflexion du tube cathodique.

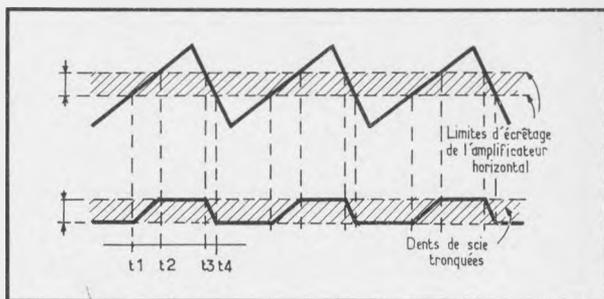
Obtenus aux bornes des résistances de charge de deux cathodynes, les signaux de balayage sont ainsi transmis à basse impédance, ce qui permet pratiquement de ne pas se soucier des capacités parasites de liaison ni de celles des plaques de déflexion du tube cathodique, dont la valeur est loin d'être négligeable aux fréquences élevées.

LOUPE ÉLECTRONIQUE.

Nous avons vu qu'il était relativement facile, en modifiant le gain de l'amplificateur horizontal, d'obtenir ce que l'on appelle un effet de « loupe électronique », ou, si l'on préfère, une expansion du balayage horizontal permettant de réaliser un étalement du phénomène observé, en augmentant la vitesse apparente du balayage.

Pour parvenir à ce résultat, un certain nombre d'autres procédés sont couramment utilisés, dont l'effet consiste à retarder le départ du balayage pour une durée variable et à donner ensuite à ce dernier une valeur plusieurs fois supérieure à la normale.

Fig. 6-4. — L'effet de loupe électronique s'obtient en appliquant à l'amplificateur horizontal des dents de scie de grande amplitude, écrêtées par ce dernier.



Pratiquement, on y parvient en appliquant à l'entrée de l'amplificateur horizontal une tension en dents de scie de grande amplitude, nettement supérieure à celle nécessitée par le balayage de la surface de l'écran du tube cathodique.

Lorsqu'il en est ainsi (fig. 6-4 *a*, en haut), l'amplificateur est saturé et écrête le signal (fig. 6-4 *b*, en bas), mais cela ne tire aucunement à conséquence car les limites d'écrêtage du signal correspondent en fait à une position du spot en dehors des dimensions de l'écran du tube cathodique.

L'emploi de dents de scie de grande amplitude donnant lieu à écrêtage par l'amplificateur horizontal n'est pas sans poser certains problèmes, notamment en ce qui concerne le cadrage de la trace lumineuse.

En effet, pour pouvoir examiner les différents points de la trace lumineuse, il convient de superposer aux dents de scie une tension continue — de valeur plus ou moins élevée — et destinée à amener dans la zone de fonctionnement linéaire les diverses portions de la dent de scie de balayage.

Ainsi, il devient possible d'étaler la trace sur l'écran depuis le début jusqu'à la fin du balayage. Ce procédé est illustré par la figure 6-5 où, en *a*, la tension continue de polarisation (U_1) permet effectivement de visualiser sur l'écran le début de la trace (instant t_0 à t_1 , t_2 à t_3), tandis qu'en *b* la tension continue (V_2) amène dans la zone linéaire de fonctionnement la fin de la trace (instant t_1 à t_2 , t_3 à t_4).

Dans le premier cas, l'amplificateur se trouvant saturé aux instants t_1 à t_2 , t_3 à t_4 ... seul le début de la dent de scie se trouve pratiquement transmise sans écrêtage (fig. 6-5 *a*) ; dans le second cas, l'amplificateur étant

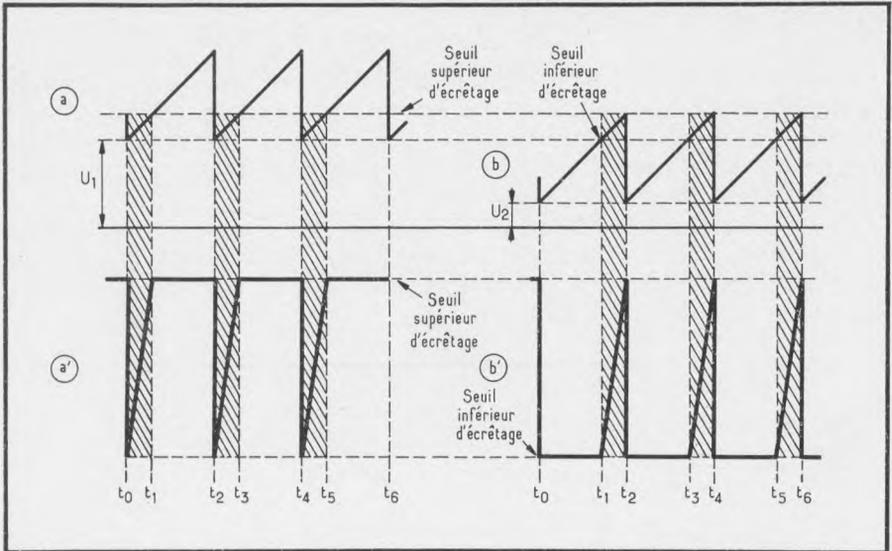


Fig. 6-5. — Afin de pouvoir examiner les différents points de la trace lumineuse, on superpose aux dents de scie écrêtées une tension continue plus ou moins élevée, destinée à amener dans la zone de fonctionnement linéaire les diverses portions de la dent de scie de balayage.

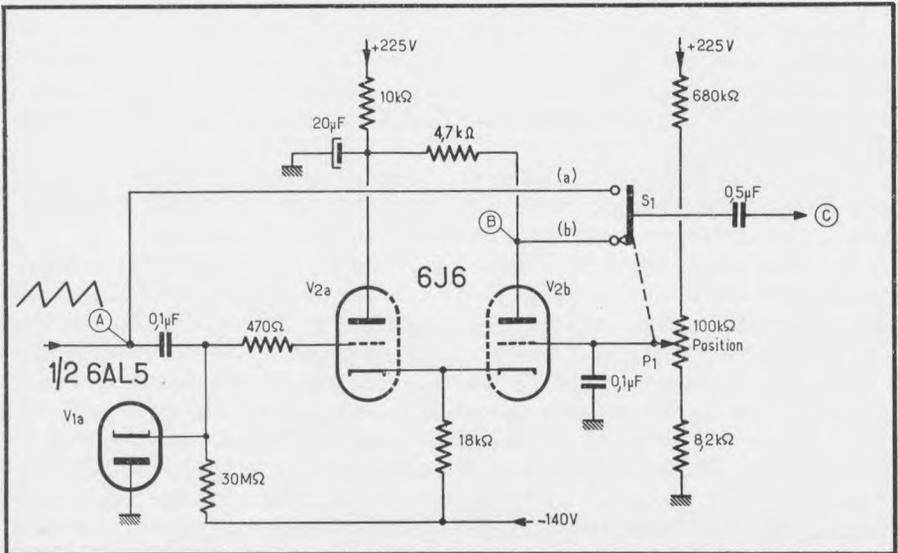


Fig. 6-6. — La restitution de la composante continue est obtenue au moyen de la diode V1 a, placée en amont des circuits de la « loupe électronique », constitués par l'amplificateur à couplage cathodique mettant en œuvre une 6J6.

saturé aux instants t_2 à t_3 , t_4 à t_5 ... c'est, cette fois, la fin de la dent de scie qui échappe à l'écrêtage (fig. 6-5 b) ce qui permet d'étaler la fin du phénomène à observer.

Tel est, dans ses grandes lignes, le principe de fonctionnement du circuit de « loupe électronique » dont le montage pratique est donné figure 6-6.

Ce circuit se compose essentiellement d'un amplificateur à couplage cathodique (V2) utilisant une double triode à forte pente (6 J 6).

Grâce au contacteur S1, il est possible de mettre ou non en série cet étage dans la liaison entre le générateur de dents de scie et l'amplificateur horizontal proprement dit (fig. 6-7).

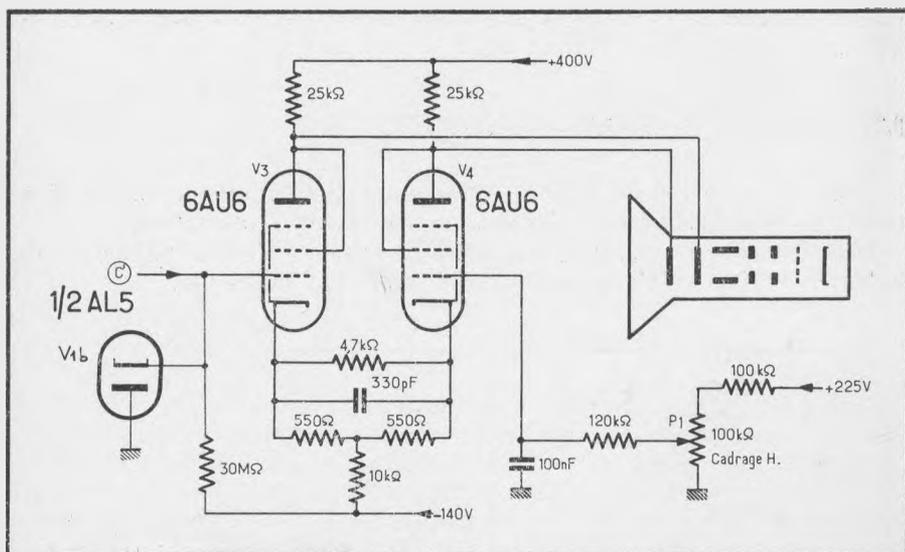


Fig. 6-7. — Les circuits de la « loupe électronique » sont suivis d'un amplificateur horizontal de conception classique.

Lorsqu'il en est ainsi — contacteur S1 en position *b* — les signaux de balayage disponibles en A sont appliqués sur la grille de V2 *a*, dont la charge de cathode est commune avec celle de V2 *b*. Ce dernier tube étant de ce fait commandé par sa cathode, on recueille donc en B *des signaux de même polarité que ceux appliqués en A*, mais d'amplitude nettement supérieure.

Ce sont ces signaux qui, injectés sur la grille de V3 (point C', figure 6-7) seront utilisés pour commander l'amplificateur de balayage horizontal (V3-V4).

Notons à ce propos qu'une tension de polarisation positive est appliquée par l'intermédiaire de P1 sur la grille de V2 *b*. Cette tension, ajustable, a pour principal objet le déplacement du point de fonctionnement de l'étage et permet, en conséquence, de déterminer l'endroit à partir

duquel il est possible d'opérer le départ du balayage amplifié. Ainsi, en jouant sur P1 peut-on examiner n'importe quelle partie de la courbe observée, que l'on positionne de la sorte très aisément sur l'écran.

Comme des condensateurs de liaison sont utilisés respectivement en amont et en aval de l'amplificateur de la figure 6-6 on a utilisé en liaison avec ceux-ci des diodes de restitution de la composante continue (V1 a et V1 b). Sans celles-ci, il serait bien entendu impossible de rétablir la composante continue des signaux appliqués à l'entrée de l'amplificateur de balayage horizontal (fig. 6-7) et il en résulterait un tremblement de la base observée, ayant pour origine un déplacement erratique du point de départ du balayage.

Lorsque l'effet de loupe n'est pas désiré, le contacteur S1 est placé en position a, ce qui met hors-circuit le tube V2, les signaux de balayage (disponibles en A) étant alors directement envoyés en C' sur la grille de V3.

MONTAGES A SEMI-CONDUCTEURS.

Tout ce qui a été dit à propos des montages équipés de tubes électroniques peut évidemment s'appliquer aux circuits à transistors.

Dans le cas le plus simple, le schéma de principe d'un amplificateur de balayage horizontal s'apparente à celui reproduit figure 6-8.

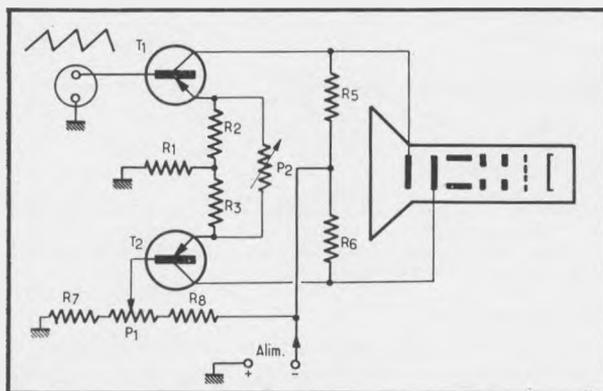


Fig. 6-8. — Schéma de principe d'un amplificateur horizontal transistorisé.

De même que dans les montages précédemment examinés, il est courant de faire appel à un montage push-pull du type autodéphaseur, à couplage par résistance commune (R1) d'émetteur.

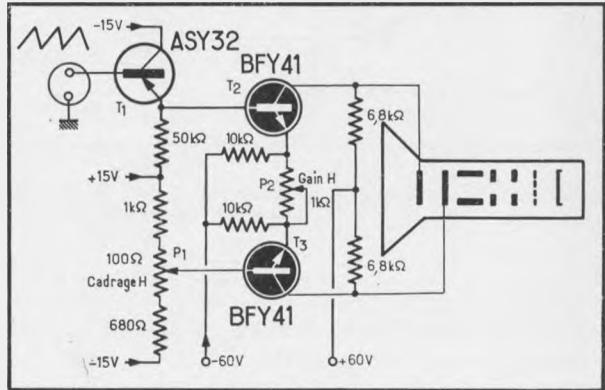
Le gain de l'étage est en général ajusté en modifiant le taux de contre-réaction d'intensité créé au niveau des circuits d'émetteurs (chargés par R2 et R3) par action sur un potentiomètre (P2) placé en parallèle sur ces résistances.

Quant au cadrage du spot, il est obtenu en modifiant le potentiel continu appliqué sur la base de l'un des transistors du push-pull final, au moyen

d'un potentiomètre (P1) faisant partie d'un diviseur de tension placé entre les pôles + et - de l'alimentation.

Nous donnons, figure 6-9 le schéma d'un montage pratique d'amplificateur de balayage utilisant des transistors *n-p-n* et ne comportant que des liaisons directes. Trois transistors sont mis en œuvre, le premier (T1) remplissant les fonctions d'étage de couplage (emitter-follower) et permettant d'attaquer à basse impédance le push-pull autodéphaseur (T2-T3).

Fig. 6-9. — Montage pratique d'un amplificateur de balayage équipé de transistors.



Comme dans l'exemple du schéma de principe de la figure 6-8 le cadrage du spot est réalisé en faisant varier la tension continue de polarisation appliquée sur la base de l'un des transistors de l'étage de sortie. Quant à la commande de gain, elle est classiquement constituée par le potentiomètre P2, utilisé pour doser l'efficacité de la contre-réaction d'intensité, créée au niveau des circuits d'émetteur de T2 et T3 par la présence de résistances de charge de 10 kΩ.

Avec les valeurs adoptées, l'amplification peut être ajustée dans un rapport de 1 à 10, ce qui permet de dilater les signaux observés, rendant ainsi plus aisé l'examen des détails d'un oscillogramme complexe.

Lorsque l'on désire disposer d'une réserve importante de gain, on a tout intérêt à mettre en cascade plusieurs étages d'amplification. Afin de réduire les risques de dérive, toujours à craindre dans le cas d'un amplificateur à liaisons directes, il est recommandé de faire appel à un montage entièrement symétrique, semblable à celui représenté figure 6-10.

Sa conception ne s'écarte guère de celle du schéma de base de la figure 6-8. En effet le déphasage est réalisé au niveau de l'étage d'entrée (T1-T2) fonctionnant, tout comme dans l'exemple précité, en amplificateur à couplage par résistance commune d'émetteur (R1). C'est au niveau de cet étage qu'est disposée également la commande de cadrage (P1) agissant sur le potentiel continu de la base de T2.

Par contre, la commande de gain (P2) est placée dans les circuits d'émetteur du push-pull final (T3-T4) ; elle permet, tout comme dans les divers

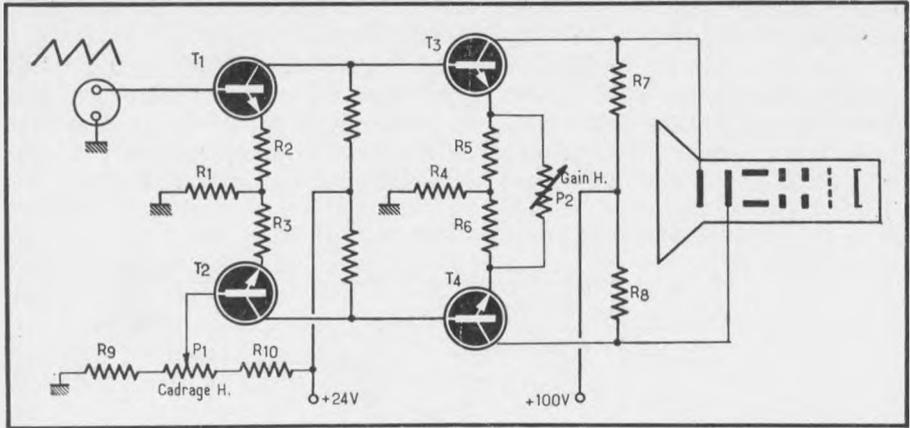


Fig. 6-10. — Il est recommandé de faire appel à un montage entièrement symétrique, afin de limiter les dérives.

montages examinés jusqu'à présent, de jouer sur l'amplification apportée par l'étage considéré, en diminuant plus ou moins la contre-réaction créée localement aux bornes de R5 et R6.

Avec le schéma de la figure 6-11 nous abordons un montage pratique d'amplificateur horizontal — à liaisons directes — mettant en œuvre deux étages à grand gain, montés en cascade.

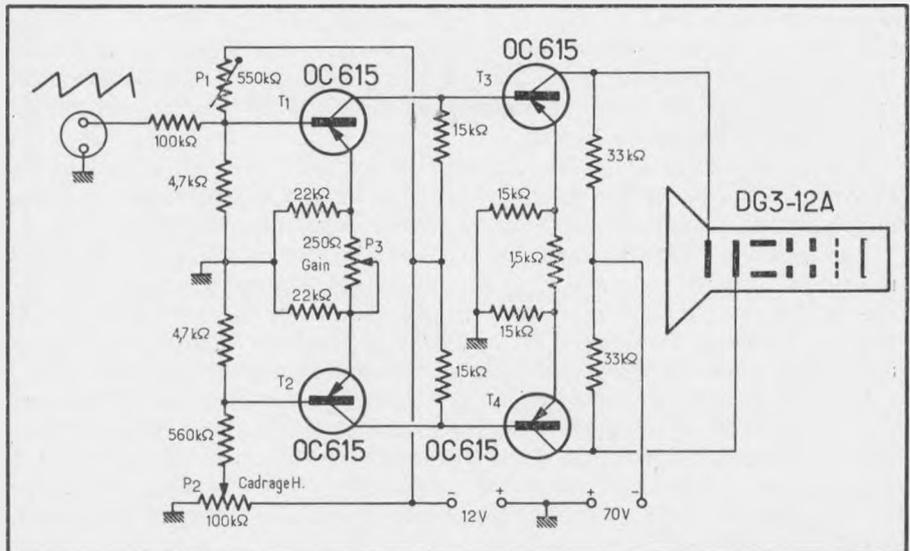


Fig. 6-11. — Exemple pratique d'amplificateur horizontal à liaisons directes, mettant en œuvre deux étages montés en cascade.

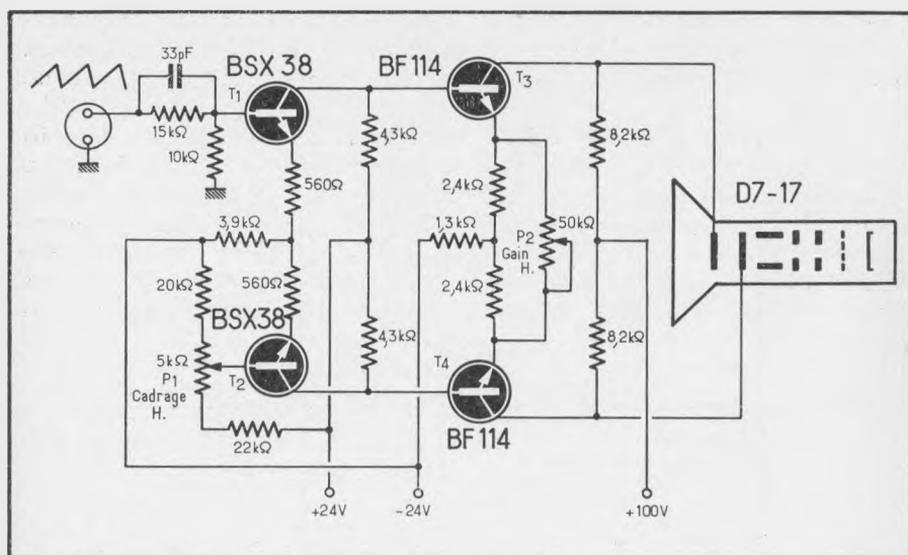


Fig. 6-12. — Schéma type d'amplificateur horizontal à grand gain et large bande passante.

Les transistors utilisés sont tous des *p-n-p* (OC 615) et leur montage est des plus classiques, le déphasage des signaux destinés à l'attaque de l'étage de sortie étant réalisé au niveau de T1-T2.

A noter que les bases de ces transistors sont polarisées par une tension continue ajustable par l'intermédiaire de P1 et P2, le premier de ces éléments permettant de fixer le point de fonctionnement de l'étage et le second étant utilisé pour cadrer la trace de balayage horizontal.

L'étage final n'attire aucune remarque particulière ; tout au plus peut-on noter que les collecteurs de T3 et T4 sont alimentés sous une tension nettement plus élevée (70 V) que T1 et T2 — indispensable pour obtenir des signaux de balayage d'amplitude convenable — et qu'une contre-réaction d'intensité, destinée à linéariser le fonctionnement de l'étage, est ménagée au niveau des émetteurs de T3 et T4.

De conception identique, mais faisant appel cette fois à des transistors *n-p-n*, le montage de la figure 6-12 est caractérisé par une bande passante plus large que celle de l'amplificateur de la figure 6-11, due notamment à l'utilisation de résistances de charge de faible valeur, rendue possible grâce à l'emploi de transistors à grand gain.

Les commandes de cadrage et de gain sont respectivement constituées par P1 et P2 dont le fonctionnement est maintenant familier. Comme on peut le constater, les transistors de l'étage de sortie (T3-T4) sont alimentés sous une tension continue relativement élevée (100 V), ce qui permet de disposer d'un gain important permettant d'obtenir une longueur de trace égale à environ 5 fois le diamètre de l'écran du tube cathodique.

Dans certains cas, il peut être intéressant de disposer d'un amplificateur dont l'impédance d'entrée est relativement élevée, cela notamment lorsque l'on désire éviter d'amortir l'étage de sortie du générateur de balayage.

La solution consiste alors à faire précéder l'étage d'entrée de l'amplificateur horizontal d'un étage de couplage monté en emitter-follower.

Comme chacun sait, l'impédance d'entrée d'un tel étage est élevée, tandis que son impédance de sortie est faible. On aboutit alors à un montage semblable à celui représenté figure 6-13 et où T1 et T2 sont effectivement utilisés en « émettodynes », leurs émetteurs étant directement reliés aux bases des deux transistors (T3-T4) de l'étage de préamplification.

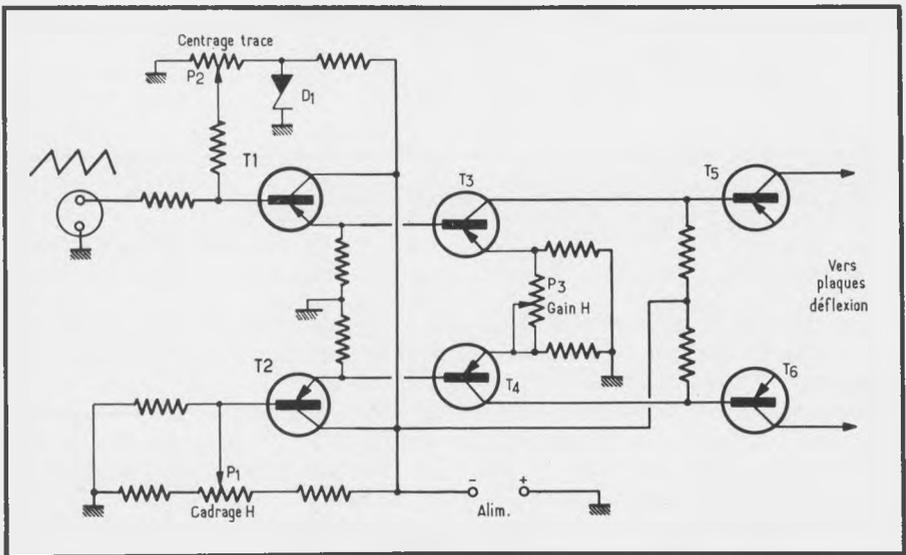


Fig. 6-13. — L'utilisation d'un étage de couplage « émettodyne » permet d'avoir une impédance d'entrée élevée.

Autre particularité intéressante du montage : la tension continue de polarisation de base de T1 est stabilisée par une diode Zener (D1), ce qui permet de réduire notablement la dérive de l'étage.

On remarquera par ailleurs que la commande de cadrage (P1) est disposée au niveau de la base de T2. Quant à la commande de gain, classique, elle est placée dans le circuit d'émetteur de T3 et T4, transistors disposés en amont de T5 et T6 équipant le push-pull de sortie de cet amplificateur, dont le schéma pratique est donné figure 6-14.

Comme nous venons de le voir, l'étage de couplage au générateur de balayage est constitué par les transistors T1 et T2 (AF 117) utilisés en emitters-followers et couplés directement aux bases de l'étage préamplificateur (T3-T4).

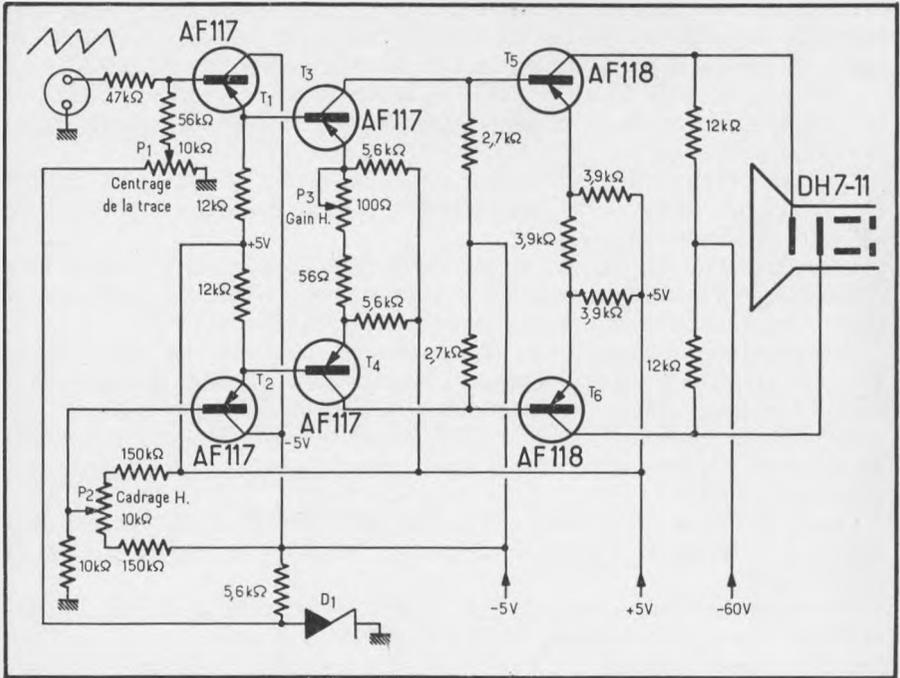


Fig. 6-14. — Réalisation pratique du montage de la figure 6-13.

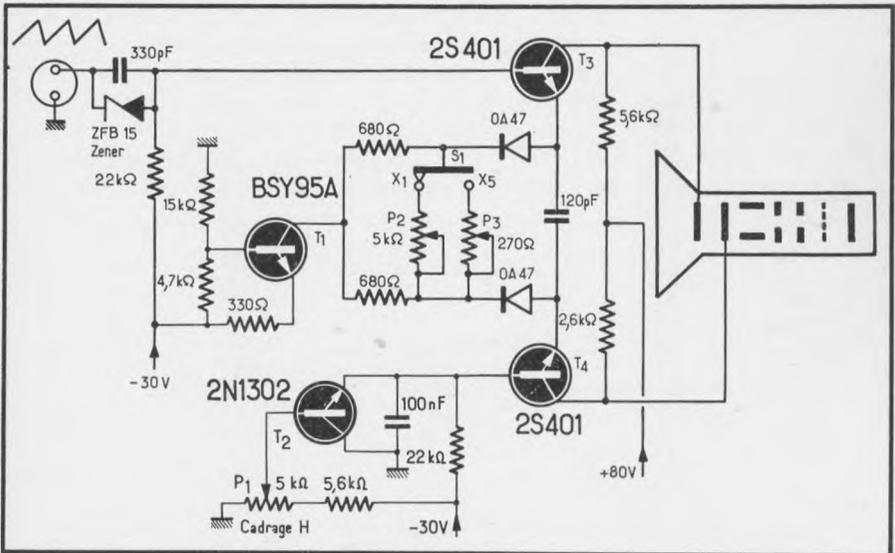


Fig. 6-15. — Amplificateur de balayage à hautes performances utilisant un transistor de couplage (T1), en lieu et place de la résistance commune d'émetteur à T3 et T4.

La tension de base de T1 est stabilisée par une diode Zener (D1), à la sortie de laquelle est placée un potentiomètre (P1) destiné à centrer la trace sur l'écran et à ajuster le point de fonctionnement de T3 et T4.

C'est au niveau de T2 qu'est disposée la commande de cadrage (P2) destinée à modifier le potentiel continu appliqué à la base de T2 et transmis, *via* cet étage, à T4.

L'étage préamplificateur-déphaseur (T3-T4) est directement couplé au push-pull final, dont les collecteurs sont reliés aux plaques de déflexion du tube cathodique.

La commande de gain (P3) est ici constituée par un potentiomètre de 100 Ω permettant de modifier le taux de contre-réaction auquel sont soumis les deux transistors de l'étage préamplificateur (T3-T4).

A titre indicatif, nous donnons pour clore ce chapitre, le schéma (fig. 6-15) d'un amplificateur de balayage à hautes performances, dont les transistors « actifs » ne sont que deux en réalité : T3 et T4.

En effet, le premier transistor (T1) remplace ici la classique résistance de couplage commune aux deux émetteurs du push-pull autodéphaseur constitué par T3-T4.

Quant à T2, ce n'est autre qu'un emitter-follower utilisé pour transmettre à la base de T4 les tensions continues de cadrage ajustées au moyen de P1.

Notons pour terminer que le gain de l'étage est commandé par l'intermédiaire des potentiomètres P2 et P3 sélectionnés au moyen du contacteur S1 ; sur la position « $\times 1$ », le gain est ajustable de façon continue ; par contre, en position « $\times 5$ », le gain de l'amplificateur ajusté une fois pour toutes, et calibré, se trouve multiplié par 5, ce qui permet de connaître exactement la vitesse apparente de balayage et de procéder à des mesures de temps précises.

TROISIÈME PARTIE

L'AMPLIFICATEUR VERTICAL

Comparables, en importance, aux circuits des bases de temps précédemment étudiés, les amplificateurs verticaux d'oscilloscopes sont, en grande partie, responsables des performances d'un type d'appareil.

En effet, c'est d'eux que dépendent pratiquement la sensibilité et la bande passante, deux des critères principaux auxquels on se réfère d'ordinaire pour définir la classe d'un oscilloscope.

Ainsi que l'on s'en doute, la réalisation d'un amplificateur vertical se heurte à un certain nombre de problèmes ; problèmes qui seront abordés selon une suite logique et dont la solution sera proposée à l'aide d'exemples pratiques mettant indifféremment en œuvre des montages équipés de tubes électroniques ou faisant appel aux semi-conducteurs.

CHAPITRE VII.

ATTÉNUATEURS ET SONDES A FAIBLE CAPACITÉ

Qu'ils soient à tubes ou à transistors, les amplificateurs verticaux d'oscilloscopes doivent être à même de transmettre des signaux affectés de variations d'amplitude souvent considérables.

D'où la nécessité de les faire précéder d'atténuateurs permettant de prendre tout ou partie du signal à examiner, selon que celui-ci est de faible ou, au contraire, de forte amplitude.

Pour donner de bons résultats, les atténuateurs doivent se plier à un certain nombre d'impératifs. C'est ainsi qu'ils doivent :

- Présenter une impédance d'entrée élevée afin de ne pas charger le circuit sur lequel la mesure est faite ;
- Être dûment calibrés pour permettre des mesures précises sur l'amplitude des signaux observés ;
- Admettre des signaux pouvant varier dans un rapport de 1 à 1 000, et même de 1 à 10 000 ;
- Apporter un affaiblissement constant quelle que soit la fréquence considérée.

ASPECT PRATIQUE DE LA QUESTION.

Comme nous le verrons ci-après, il n'est pas très aisé de réaliser un circuit apportant une atténuation constante aux diverses fréquences des signaux que l'on est amené à examiner.

Considérons en effet le montage de la figure 7-1 utilisant un simple potentiomètre pour doser l'amplitude du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur. Etant donné qu'il n'est pas d'autre solution, dans l'exemple choisi, que de prendre un potentiomètre P de valeur relativement élevée

(1 M Ω) pour éviter de charger exagérément la source de signal S, on est alors obligé de compter avec les capacités parasites (C_p) de câblage et d'entrée du tube V1.

Or, ces capacités sont loin d'être négligeables, leur effet étant du reste d'autant plus sensible que la fréquence des signaux examinés est élevée. Conséquence pratique : les signaux vont donc être affaiblis proportionnellement à leur fréquence.

Fig. 7-1. — Atténuateur non compensé en fréquence.

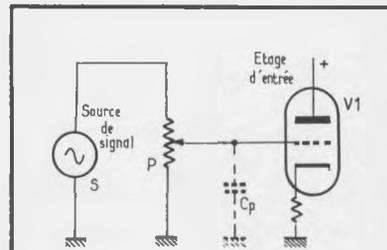
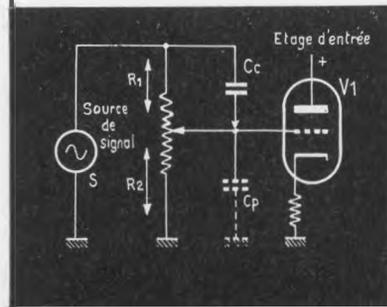


Fig. 7-2. — Principe d'une compensation en fréquence.



Cela, du reste, ne serait pas très grave si le curseur du potentiomètre P devait être réglé une fois pour toutes, car on aurait alors la possibilité (fig. 7-2) de brancher entre ce dernier et le point « chaud » du potentiomètre une capacité de compensation (C_c).

En procédant de la sorte, il serait en effet possible d'obtenir une atténuation constante à toutes les fréquences à condition que :

$$C_c R_1 = C_p R_2 .$$

Malheureusement, en pratique, la position du curseur de P est appelée à être modifiée constamment et le montage ne peut, en fait, être retenu.

COMPENSATION EN FRÉQUENCE.

On retrouve ce montage sous une forme légèrement différente (fig. 7-3) qui est celle adoptée pour tous les atténuateurs à plots, compensés en fréquence. Pour améliorer la souplesse d'emploi, on a évidemment intérêt

à multiplier le nombre de positions correspondant à une atténuation définie et permettant de prélever, par exemple le 1/10, le 1/100 ou le 1/1 000 de la tension appliquée aux bornes d'entrée.

Quel que soit le nombre de positions utilisées, on doit faire en sorte que les constantes de temps des diverses sections soient égales : $C_1 R_1 = C_2 R_2 = C_3 R_3 = C_4 R_4 \dots$, avec $C_2 = C_2 + C_P$, $C_3 = C_3 + C_P$, $C_4 = C_4 + C_P$, C_P correspondant à la somme des capacités d'entrée de V_1 et de toutes les capacités parasites (câblage notamment) placées en parallèle sur C_2 , C_3 et C_4 .

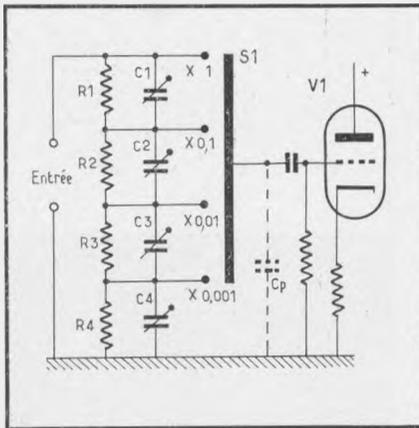


Fig. 7-3. — Schéma de principe d'un atténuateur compensé en fréquence. Les divers ajustables (C_1 à C_4) permettent un réglage optimal.

Ce montage est l'un des plus simples qui soient puisqu'il n'utilise qu'un contacteur à un seul circuit. Il est fréquemment utilisé dans les oscilloscopes dits « d'atelier » où une atténuation par décades est généralement suffisante. Selon l'impédance d'entrée souhaitée, différentes valeurs peuvent être adoptées pour les éléments RC entrant dans la composition de l'atténuateur (fig. 7-4 a et 7-4 b).

SONDES A FAIBLE CAPACITÉ.

Avant de passer à l'étude des atténuateurs étalonnés, de conception légèrement plus complexe que celle des modèles simplifiés que nous venons de voir (mais dont le principe de fonctionnement est le même), nous voudrions ouvrir une parenthèse à propos des sondes à faible capacité, qui ne sont en fait que des atténuateurs compensés « déguisés », dont la première cellule se trouve placée à l'extrémité du câble blindé de liaison, à proximité immédiate du point de mesure.

De telles sondes sont constituées (fig. 7-5) par un petit ajustable (C_1) en parallèle sur une résistance de forte valeur (R_1), l'ensemble étant connecté par l'intermédiaire d'un câble blindé, à l'entrée verticale de l'oscilloscope, de résistance R_2 , shuntée par la capacité d'entrée C_2 , à laquelle s'ajoute du reste la capacité parasite (C_3) du câble de liaison.

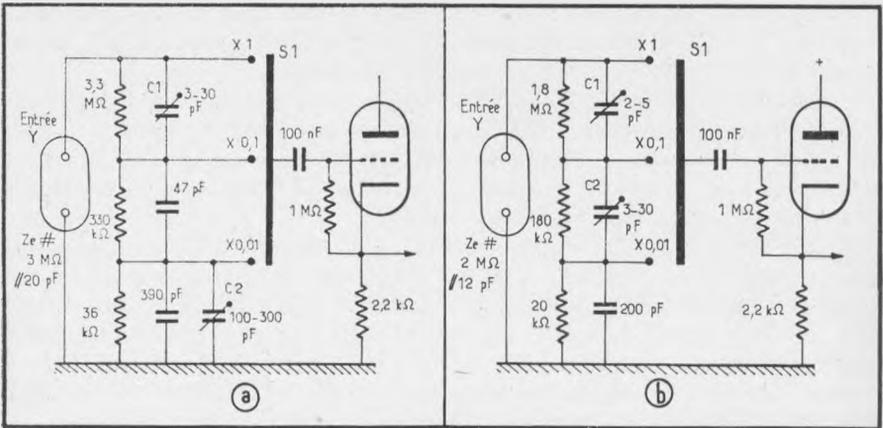


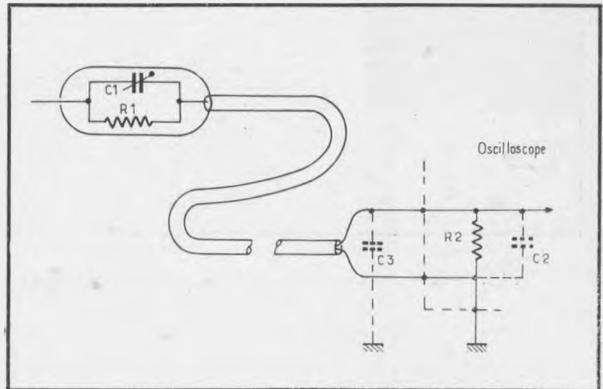
Fig. 7-4. — Deux exemples pratiques d'atténuateurs compensés, couramment utilisés dans les oscilloscopes d'atelier.

Le plus souvent, on calcule les éléments constitutifs de la sonde de façon à obtenir un affaiblissement de 10. Ainsi, en supposant que $R_2 = 2 \text{ M}\Omega$, on prendra $R_1 = 20 \text{ M}\Omega$.

Pour que l'atténuation soit la même à toutes les fréquences, il est nécessaire que l'impédance des capacités branchées respectivement en parallèle sur R_1 et R_2 forme également un rapport de 10.

Autrement dit, il faut que C_1 soit réglé au dixième de la valeur de $(C_2 + C_3)$, de façon que l'on obtienne une égalité des constantes de temps, soit : $R_1(C_1) = R_2(C_2 + C_3)$. Comme en pratique on arrive pour $(C_2 + C_3)$ à un chiffre voisin de 50 pF, C_1 doit être réglé de façon à faire 5 pF.

Fig. 7-5. — Dans une sonde à faible capacité, la première cellule (C_1 - R_1) est placée à l'extrémité du câble blindé de liaison.



Ajoutons que de telles sondes permettent non seulement de réduire de manière très appréciable la capacité d'entrée des oscilloscopes avec lesquels elles sont utilisées, mais encore d'augmenter dans le même rapport la résistance d'entrée des appareils considérés.

Seule ombre au tableau : leur utilisation se solde par une perte de sensibilité ($\times 0,1$), ce qui, la plupart du temps, n'est guère gênant, étant donné la réserve de gain des oscilloscopes modernes.

Précisons enfin que les sondes à faible capacité peuvent être, sans inconvénient, employées en liaison avec les oscilloscopes équipés d'atténuateurs compensés en fréquence, la mise en cascade de l'atténuateur d'appoint que constitue la sonde avec celui de l'oscilloscope considéré étant parfaitement compatible.

D'une façon générale, on a du reste toujours intérêt à faire usage d'une telle sonde, car on bénéficie alors au maximum des avantages de celle-ci (grande impédance et faible capacité d'entrée) ; en effet, la capacité parasite du câble blindé de liaison étant parfaitement compensée, on ne risque plus de voir cette dernière jouer un rôle néfaste à l'égard des fréquences élevées. On résout donc du même coup le problème du transfert du signal depuis le point de mesure jusqu'à l'entrée de l'amplificateur vertical.

LES ATTÉNUATEURS ÉTALONNÉS.

Sur les oscilloscopes à performances poussées, il est d'usage de faire appel à des atténuateurs compensés en fréquence et étalonnés, permettant d'ajuster par bonds la sensibilité des amplificateurs verticaux devant lesquels ils sont placés.

Dans ces conditions, il devient alors possible — si l'oscilloscope est muni d'un réticule gradué — d'opérer, par extrapolation, des lectures directes en volts (crête à crête) sur l'écran du tube cathodique.

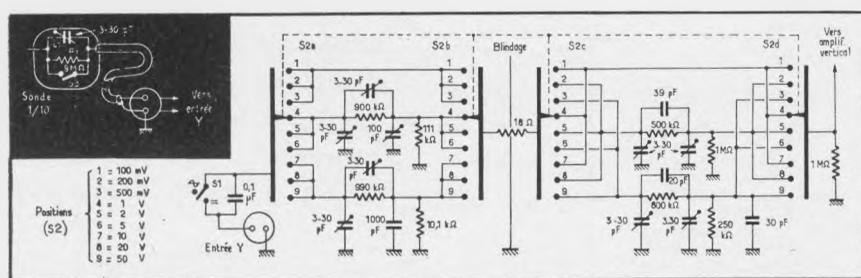


Fig. 7-6. — Schéma pratique d'un atténuateur étalonné, compensé en fréquence, mettant en cascade deux séries de cellules.

Pour qu'il en soit ainsi, il convient toutefois d'étalonner au préalable le gain de l'amplificateur vertical en prenant pour référence un signal d'amplitude dûment calibrée.

Dès lors, on comprend pourquoi la plupart des oscilloscopes modernes ne sont munis que de commandes de gain à action limitée — semblables à celles utilisées sur l'amplificateur horizontal — et le plus souvent soustraites à l'action de l'utilisateur.

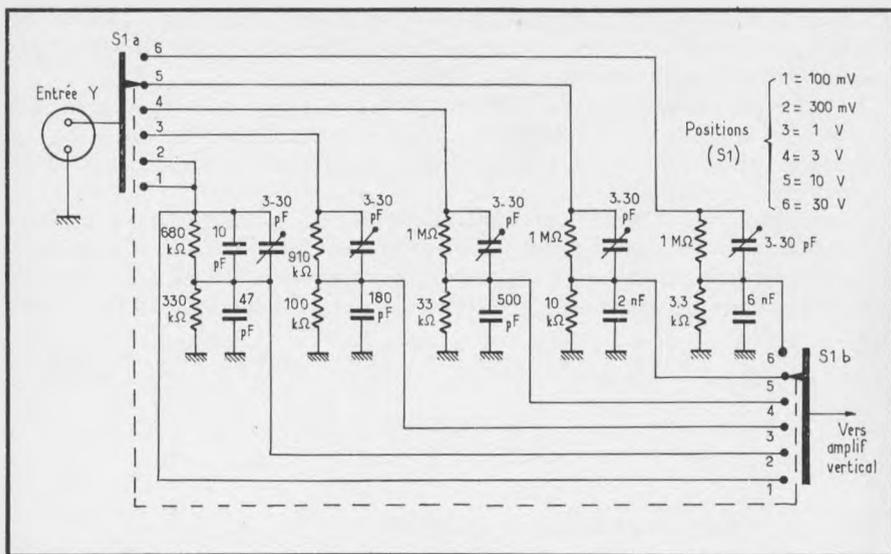


Fig. 7-7. — Atténuateur compensé utilisant des cellules séparées pour chaque gamme.

D'où l'emploi très répandu d'atténuateurs compensés à grand nombre de positions, permettant de doser progressivement la sensibilité de l'amplificateur vertical.

A titre indicatif, nous donnons ici trois schémas pratiques d'atténuateurs étalonnés pouvant être utilisés en amont d'un amplificateur vertical.

Le premier (fig. 7-6) présente la particularité de mettre en cascade deux sections permettant d'obtenir respectivement une atténuation de 10 ou de 100 (S1 a-S1 b) et une atténuation de 2 ou de 5 (S1 c-S1 d).

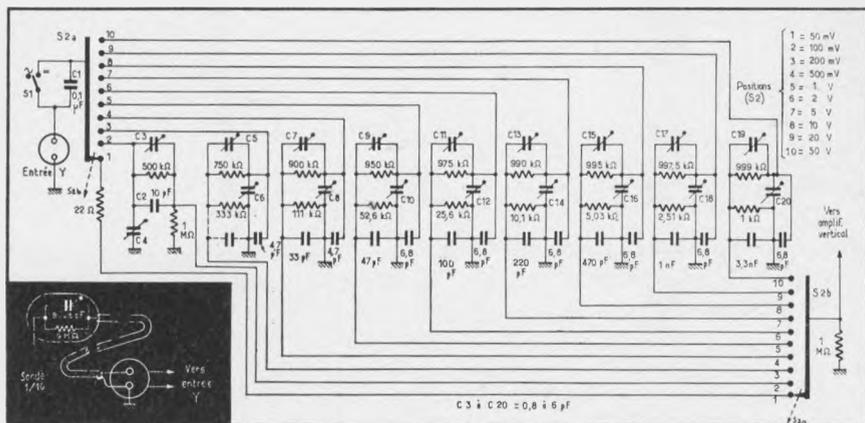


Fig. 7-8. — Schéma d'un atténuateur compensé de précision et de sa sonde à faible capacité.

Grâce à la disposition adoptée, il est possible de ramener à 4 le nombre des diviseurs de tension compensés en fréquence ; par contre, il est nécessaire d'utiliser un contacteur à 4 circuits séparés.

Notons que les réglages des divers ajustables réagissent légèrement les uns sur les autres, ce qui oblige — pour une parfaite compensation en fréquence aux différentes sensibilités — à reprendre plusieurs fois le réglage des ajustables.

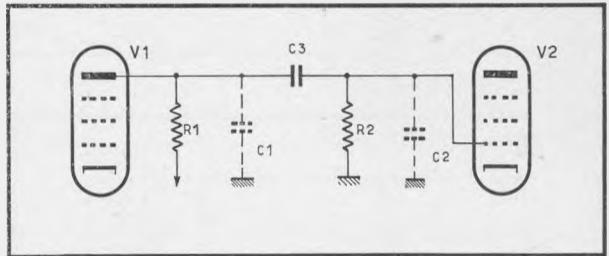
Aussi, pour cette raison, donne-t-on souvent la préférence à des montages tels que ceux des figures 7-7 et 7-8 où un circuit distinct se trouve affecté à chaque gamme, ce qui permet un réglage à la fois plus aisé et plus précis de la compensation en fréquence des diverses sections de l'atténuateur.

CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR VERTICAL

Inséré entre l'atténuateur d'entrée et les plaques de déflexion du tube cathodique, l'amplificateur vertical d'un oscilloscope a une lourde tâche à remplir.

Ne lui faut-il pas, en effet, concilier sensibilité et bande passante, deux critères dont dépendent étroitement les performances d'un appareil et qui, sur le plan pratique, placent très souvent les réalisateurs devant un délicat problème, dès lors que le montage étudié doit être caractérisé à la fois par une grande sensibilité et une large bande passante.

Fig. 8-1. — Aux fréquences élevées, le gain de l'étage est réduit par les capacités parasites de sortie (C1) et d'entrée (C2) en parallèle sur R1 et R2.



En effet, la solution qui consiste, pour tirer le maximum de gain d'un montage amplificateur, à charger l'anode du tube électronique — ou le collecteur d'un transistor — par une résistance de valeur aussi élevée que possible, ne saurait ici être retenue.

Et cela, pour une raison très simple : c'est que, aux fréquences élevées, le gain d'un étage amplificateur se trouve réduit du fait de la présence des capacités parasites de sortie (C1) et d'entrée (C2), existant respectivement en parallèle sur les résistances R1 et R2 (fig. 8-1).

Cette réduction de gain, proportionnelle à la fréquence de fonctionnement, étant elle-même d'autant plus sensible que la résistance de charge est élevée, on comprend que l'on ait alors intérêt à réduire la valeur de R_1 , ce qui, bien entendu, se fait au détriment du gain de l'étage.

Pour y remédier, diverses solutions sont retenues, dont la plus simple — très souvent employée — consiste à retarder au moyen d'un circuit compensateur le moment où l'amplification, en fonction de la fréquence, commence à s'effondrer.

C'est ainsi que l'on aboutit, selon le cas, au montage à compensation parallèle (fig. 8-2) ou, au contraire, à compensation série (fig. 8-3), le premier étant en principe surtout utilisé dans les étages préamplificateurs, et le second se rencontrant d'ordinaire au niveau des étages finals.

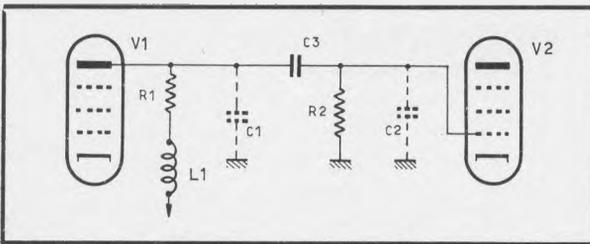


Fig. 8-2. — Il est possible de compenser les effets des capacités parasites en plaçant une bobine de correction (L_1) en série avec R_1 .

Fig. 8-3. — Principe de la compensation série.

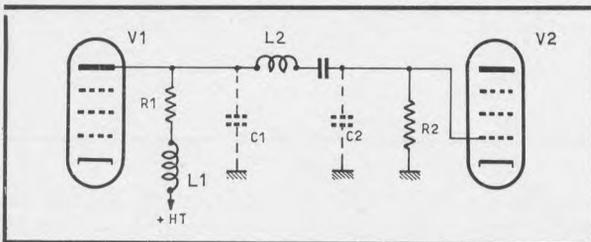
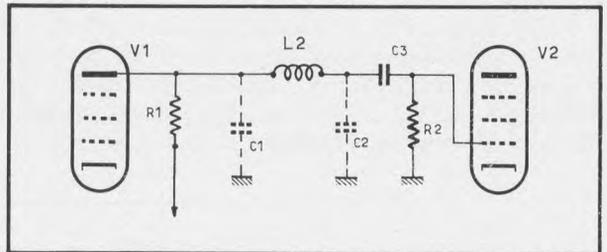


Fig. 8-4. — Compensation série-parallèle.

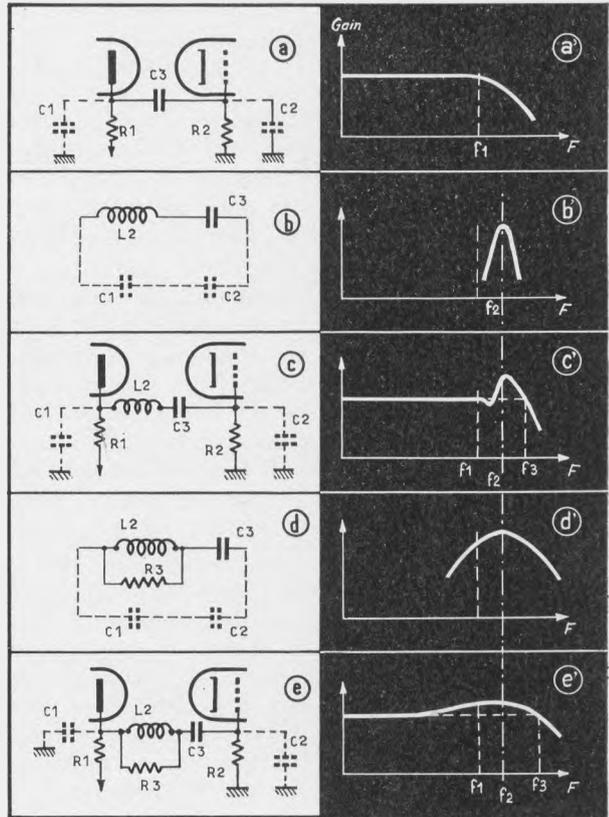
Quelquefois, on trouve même les deux méthodes utilisées simultanément (fig. 8-4).

Afin de bien saisir le mécanisme de fonctionnement de tels circuits, on se reportera aux dessins de la figure 8-5, destinés à l'illustration du prin-

cipe de la correction série, avec, à gauche, la représentation du montage adopté et, à droite, la courbe de réponse correspondante.

C'est ainsi qu'en *a*, on peut observer un classique étage d'amplification, avec, en *a'*, sa courbe de réponse s'atténuant à partir d'une certaine fréquence f_1 , du fait des capacités parasites C1-C2.

Fig. 8-5. — Illustration du mécanisme de la compensation série ; en *a*, *b*, *c*, *d* et *e* : représentation des transformations successives du montage d'origine ; en *a'*, *b'*, *c'*, *d'*, *e'*, courbes de réponse correspondantes.



En *b*, on retrouve ces mêmes capacités — y compris le condensateur de liaison C3 — mais associées cette fois avec la bobine de correction L2. Cet ensemble constitue un circuit accordé, oscillant sur une fréquence f_2 (*b'*), permettant, dans le cas du montage *c*, d'obtenir un relèvement de la courbe de réponse aux fréquences supérieures (*c'*).

Ce relevé étant trop accentué, il convient d'utiliser — pour amortir le circuit — une résistance R3, branchée en parallèle sur L2 (*d*), ce qui se traduit par la courbe de résonance représentée en *d'*.

Le montage définitif est donné en *e*, avec en *e'*, la courbe de réponse correspondante, où le début de la perte d'amplification se trouve reporté en f_3 , au lieu de f_1 dans le cas du schéma d'origine.

Pour étendre la réponse d'un amplificateur vers les fréquences élevées, on peut également réduire la valeur de la résistance de charge des divers étages afin de minimiser les effets néfastes des capacités parasites.

Ce faisant, toutefois, le gain tombe assez rapidement, ce qui contraint à utiliser des tubes électroniques à forte pente pour compenser cette perte de sensibilité.

CALCUL SIMPLE.

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, le calcul d'un amplificateur vertical d'oscilloscope est relativement simple à effectuer. Un exemple pratique va nous permettre d'en apporter la preuve.

Pour cela, supposons que nous disposions d'un tube DG 7-32 et que nous voulions visualiser sur ce dernier des oscillogrammes couvrant, sans écrêtage, toute la surface de l'écran.

Le diamètre de celui-ci étant de 7 cm, nous admettrons qu'il nous faudra — par mesure de sécurité — obtenir une hauteur d'image de 8 cm.

Dans ces conditions, la sensibilité verticale du DG 7-32 étant de 0,4 mm/V, il nous faudra disposer à la sortie de l'amplificateur vertical, d'une tension crête à crête de balayage, égale à : $80/0,4 = 200$ V, soit 100 V c. à c. par tube si nous faisons appel à un montage push-pull.

Disposant de tubes EL 83 ayant une pente $S = 10$ mA/V et de résistances de charge $Z_A = 1$ k Ω , le gain apporté par chaque tube sera égal à : $A_0 = S \times Z_A$, soit $10 \times 1 = 10$ (20 au total).

Afin d'obtenir les 200 V c. à c. de balayage, on devra donc injecter à l'entrée de ce push-pull une tension crête à crête de : $200/20 = 10$ V (soit : $10/2,8 \approx 3,5$ V_{eff}).

Il nous reste maintenant à définir la fréquence pour laquelle le gain tombera de 3 dB. Celle-ci nous est donnée par la formule simplifiée suivante : $F = 160/(RC)$, avec $F =$ fréquence en mégahertz, $R =$ charge d'anode en kilohms, et $C =$ capacités parasites diverses exprimées en picofarads (câblage, capacité de sortie du tube amplificateur, capacité des plaques de déflexion du tube cathodique).

Essayons donc de faire tout d'abord le point en ce qui concerne les diverses capacités parasites. Pour un DG 7-32, la capacité d'une plaque de déflexion par rapport à la masse étant de 1 pF, et la capacité d'une de ces plaques par rapport à toutes les électrodes du tube cathodique étant de 1,4 pF, on obtient pour ce dernier : $(1 + 1,4) \times 2 = 4,8 \approx 5$ pF.

Etant donné par ailleurs que la capacité parasite de sortie d'une EL 83 est de 7 pF et que l'on peut chiffrer à environ 6 pF les capacités dues au câblage, tout va donc se passer finalement comme si chaque EL 83 était reliée à une électrode présentant, par rapport à la masse, une capacité parasite égale à : $5 + 7 + 6 = 18$ pF.

En admettant que, pour simplifier les choses, on arrondisse cette capacité à 20 pF, on peut dès lors calculer la fréquence pour laquelle le gain tombera de 3 dB, soit : $F = 160/(RC)$, c'est-à-dire : $160/(1 \times 20) = 8$ MHz.

Nous avons vu, un peu plus haut que pour moduler à fond l'étage push-pull d'EL 83, utilisé pour attaquer les plaques de déflection d'un DG 7-32, il fallait disposer d'un signal d'excitation atteignant 10 V c. à c.

Un préamplificateur s'avère donc nécessaire ; en admettant que celui-ci soit lui aussi constitué par un étage push-pull, mais faisant cette fois appel à des EF 80, il nous reste à calculer la valeur maximale des résistances de charge à employer, compte tenu que la bande passante de l'ensemble doit être elle aussi de 8 MHz à — 3 dB.

Or, en additionnant les capacités parasites de sortie d'une EF 80 (3,3 pF), d'entrée d'une EL 83 (10,4 pF), et de câblage (2 pF), on arrive à un total voisin de 16 pF.

Dans ces conditions, la valeur de la résistance de charge nous est donnée par la formule suivante : $Z_A = 160/(FC)$, soit : $160/(8 \times 16) = 1\ 250\ \Omega$.

Le gain d'une EF 80, ainsi chargée (avec $S = 7,4\ \text{mA/V}$) étant égal à : $A_0 = S \times Z_A = 7,4 \times 1,25 \approx 9$ (soit 18 en réalité pour les deux tubes, puisqu'il s'agit d'un push-pull), c'est en fin de compte un signal de $10/18 = 0,55\ \text{V c. à c.}$ ou de $0,55/2,8 \approx 0,2\ \text{V}_{\text{eff}}$, qu'il faudra appliquer à l'entrée du push-pull d'EF 80 pour obtenir les 10 V c. à c. nécessaires à l'excitation du push-pull final d'EL 83.

AMPLIFICATEURS A CONSTANTES DISTRIBUÉES

Ce petit exemple chiffré nous montre à quel point, lorsque l'on veut étendre la bande passante d'un amplificateur vertical, il devient difficile d'obtenir un gain en tension convenable puisqu'il faut alors réduire considérablement la valeur des résistances de charge.

Et c'est ce qui explique pourquoi, dans les oscilloscopes à large bande passante, il n'est pas rare de rencontrer, au niveau de l'étage de sortie, des tubes de puissance, branchés parfois en parallèle afin d'obtenir, malgré les faibles résistances de charge utilisées (100 à 250 Ω), un gain acceptable.

Quant on procède de la sorte, il est certain que la pente de l'étage se trouve multipliée par le nombre de tubes... ainsi hélas que les capacités parasites, ce qui fait que l'on « plafonne » pratiquement à 40 ou 50 MHz.

Il n'est alors d'autre solution — exception faite des oscilloscopes à échantillonnage, de conception tout à fait différente — que de faire appel à un amplificateur à constantes distribuées dont le schéma de principe est donné figure 8-6.

De tels amplificateurs permettent en effet la mise en parallèle de plusieurs tubes — opération nécessaire pour obtenir un gain convenable, compte tenu des faibles résistances de charge utilisées — sans augmentation correspondante des capacités parasites ; de ce fait, seule la pente se trouve donc multipliée par le nombre d'étages.

Le principe de ces amplificateurs est relativement simple ; ils mettent en effet à profit les capacités d'entrée et de sortie (C1, C2, C3...), ainsi que les capacités parasites de câblage qu'ils associent à de petites induc-

tances (L1, L2, L3...) pour constituer deux *lignes à retard* disposées respectivement entre les grilles et les anodes des tubes successifs (V1, V2, V3...).

C'est ainsi que les grilles de V1 à V4 sont branchées le long d'une ligne à retard à constantes L1 C1, L2 C2... tandis que les anodes de ces mêmes tubes sont étagées le long d'une seconde ligne à retard L'1C'1, L'2 C'2..., ces deux lignes étant respectivement réservées à la propagation des signaux d'entrée et des signaux de sortie.

En pratique, ces lignes à retard sont conçues de telle sorte qu'un signal amplifié par V1 soit transmis par l'intermédiaire de L'1 sur la plaque de V2 à l'instant précis où V2 reçoit sur sa grille le signal d'entrée lui parvenant *via* L1 ; ainsi donc les signaux amplifiés peuvent s'additionner. Il en va bien sûr de même au niveau des étages suivants.

Il est à noter qu'aux fréquences basses le retard apporté par les lignes est négligeable et les entrées V1 à V4 peuvent être considérées comme étant simplement branchées en parallèle sur la résistance commune de charge R_c .

Par contre, aux fréquences élevées les capacités d'entrée et de sortie des tubes faisant partie des capacités C1, C2..., C'1, C'2... des deux lignes à retard, leur influence sur la constante de temps se trouve éliminée.

Conséquence pratique : seuls les courants anodiques des divers tubes s'ajoutent dans la résistance de charge R_c . Les pentes — donc les gains des différents étages — en faisant de même, alors que les capacités parasites ne s'additionnent pas, il devient donc possible d'augmenter presque indéfiniment le produit gain \times largeur de bande de l'amplificateur considéré.

UTILISATION DES LIGNES A RETARD.

Il est certain que les amplificateurs verticaux d'oscilloscope à très large bande passante, sont avant tout conçus pour l'examen de phénomènes à fréquence élevée ou à manifestation rapide. Dans ce dernier cas, du reste, ils sont obligatoirement associés à des bases de temps déclenchées et à grande vitesse de balayage.

Toutefois, lorsque l'on a affaire à des phénomènes erratiques dont les temps d'établissement sont extrêmement brefs, par exemple des impulsions aperiodiques, il arrive que les bases de temps — même celles fournissant des signaux de balayage sans retour préalable — ne se déclenchent pas assez vite, si bien que l'on perd le début du phénomène à observer.

Pour cette raison, on fait appel à des lignes à retard que l'on place en amont de l'amplificateur vertical, de façon que le signal à visualiser parvienne aux plaques de déflexion après que les circuits de la base de temps aient été déclenchés.

Le signal à observer se trouvant de la sorte retardé par rapport au démarrage du balayage, on ne perd donc plus rien du début du phénomène que l'on peut de la sorte examiner dans son intégralité.

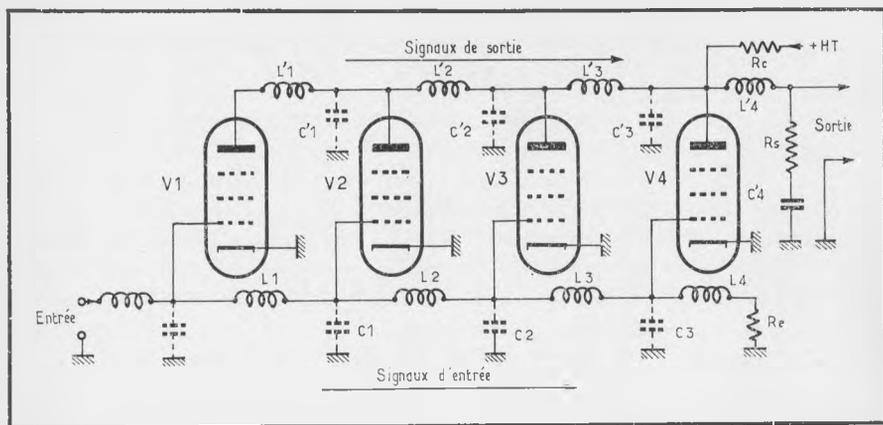


Fig. 8-6. — Schéma de principe d'un amplificateur à constantes de temps distribuées permettant de multiplier la pente de chaque tube par le nombre d'étages, sans augmentation correspondante des capacités parasites.

Retarder un signal sans le déformer pose en pratique, quelques problèmes, ceux-ci étant du reste d'autant plus difficiles à résoudre que le retard désiré est grand. Aussi se contente-t-on le plus souvent de temps de retard compris entre 0,4 et 0,8 μ s.

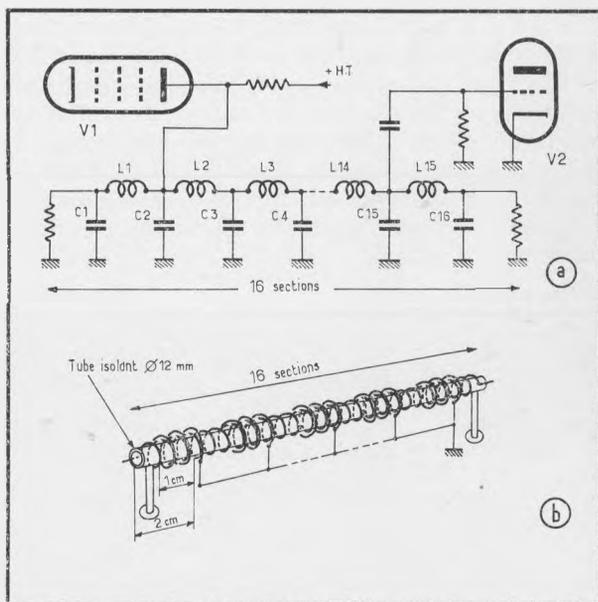


Fig. 8-7. — Pour ne rien perdre du début de phénomènes erratiques à établissement très rapide, on diffère le signal destiné à l'amplificateur au moyen d'une ligne à retard (a). En b, exemple pratique de ligne à retard.

La constitution des lignes à retard (fig. 8-7 a) étant semblable à celle des lignes utilisées dans les amplificateurs à constantes distribuées (cf.

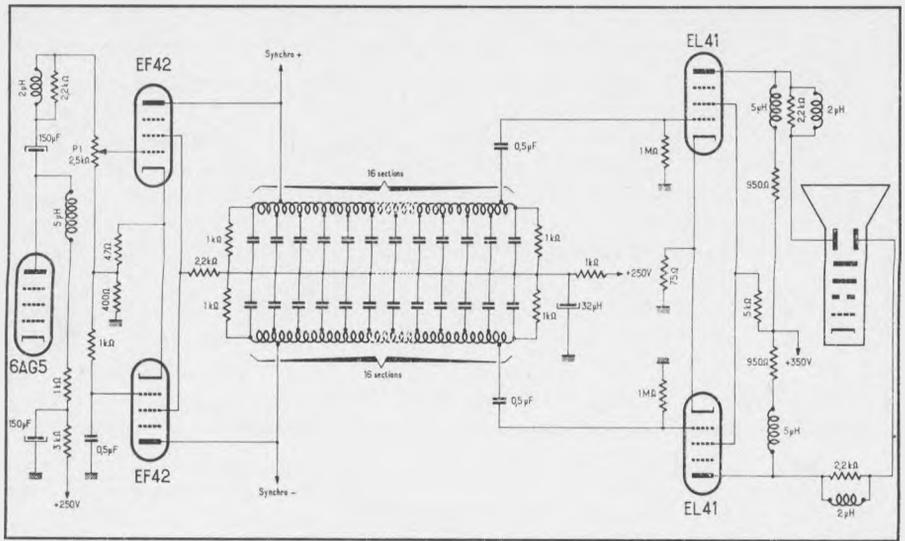


Fig. 8-8. — Le plus souvent, dans les amplificateurs verticaux d'oscilloscopes, on est amené à mettre en œuvre deux lignes à retard montées symétriquement.

fig. 8-6), nous nous permettons de renvoyer le lecteur à ce qui a déjà été dit à ce sujet. Toutefois, nous donnons ci-après un exemple de réalisation pratique (fig. 8-7 *b*) utilisé devant un amplificateur à large bande (10 MHz) et caractérisé par un temps de retard de $0,6 \mu\text{s}$. Le dessin en est suffisamment explicite et nous dispense de tout commentaire.

La figure 8-8 donne le schéma d'un amplificateur vertical mettant en œuvre cette ligne à retard. Comme on peut le constater, celle-ci est bouclée à ses deux extrémités sur des résistances de faible valeur destinées à absorber les réflexions parasites. Il convient bien entendu, de disposer de deux lignes à retard, rigoureusement identiques, le prélèvement des signaux de synchronisation s'effectuant, pour des raisons pratiques, après la première cellule.

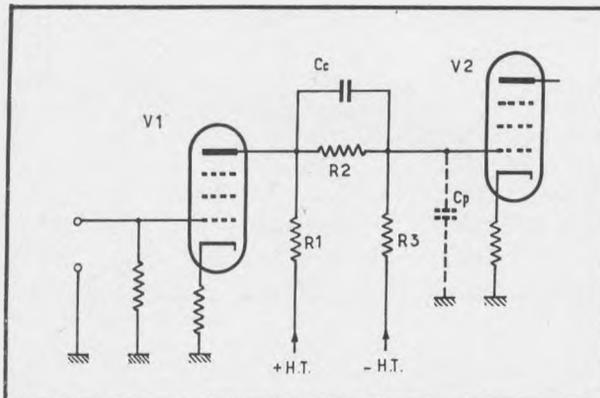


Fig. 8-9. — Etage à couplage direct mettant en œuvre un diviseur de tension compensé en fréquence.

LE PROBLÈME DES LIAISONS DIRECTES.

Jusqu'à maintenant nous n'avons guère parlé que de la réponse des amplificateurs aux fréquences élevées et des solutions permettant de concilier le gain et la bande passante.

Du côté des fréquences basses, il est bien certain que la transmission de la composante continue s'avère indispensable. Pour cela des liaisons directes sont nécessaires, la plaque d'un tube (ou le collecteur d'un transistor) devant être reliée directement à la grille (ou à la base) de l'étage suivant.

Nous ne citerons pour mémoire que les montages à liaisons directes par diviseurs de tension compensés en fréquence, dont le schéma de principe est donné figure 8-9, que l'on rencontre quelquefois dans les oscilloscopes de conception ancienne.

Rappelons à ce propos qu'il est nécessaire de disposer d'une *contre-tension* (— H. T.) pour ramener le potentiel de grille de V2 à une valeur à peu près nulle.

Comme la résistance R2 est de valeur non négligeable on doit, afin d'éviter une atténuation exagérée des fréquences élevées, shunter celle-ci par un condensateur de faible valeur Cc, destiné, tout comme dans les

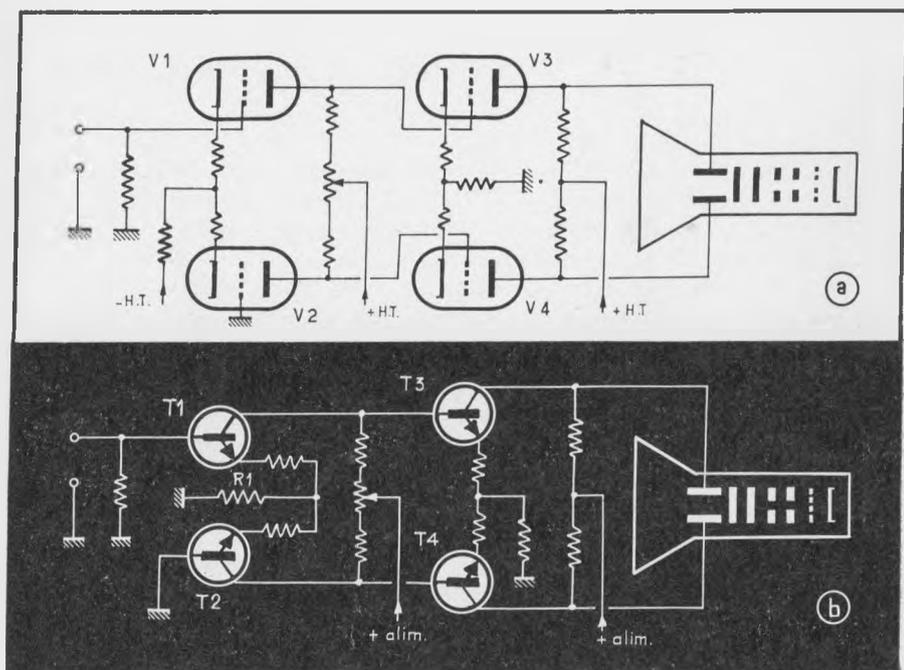


Fig. 8-10. — Amplificateur à liaisons directes équipé de tubes électroniques (a). Variante du montage précédent faisant appel à des transistors n-p-n (b).

atténuateurs compensés en fréquence, à éliminer les effets des capacités parasites C_p .

Bien que fonctionnant correctement, les montages de ce genre ont cependant en commun un défaut extrêmement gênant : la dérive. En effet, sous l'influence des variations de la température ambiante et des tensions d'alimentation, il arrive très fréquemment que le point de fonctionnement des tubes ou des transistors varie, ce qui se traduit, dans le cas le moins défavorable, par un déplacement du spot sur l'écran.

Cela explique que dans l'immense majorité des cas on donne la préférence à des montages, tels ceux des figures 8-10 *a* et 8-10 *b* où, du fait de la symétrie de l'ensemble, les variations précitées se compensent mutuellement.

Il s'agit là d'amplificateurs différentiels, très employés dans les oscilloscopes à large bande et qui, rappelons-le, délivrent des signaux de sortie dont l'amplitude est proportionnelle à la *différence* des tensions appliquées sur les deux entrées distinctes.

CHAPITRE IX.

MONTAGES PRATIQUES A TUBES ET A TRANSISTORS

AMPLIFICATEURS A TUBES.

Après ce bref rappel de notions indispensables, nous sommes maintenant en mesure d'aborder l'étude d'un certain nombre de montages pratiques. Nous commencerons par le schéma de la figure 9-1, caractérisé par un gain de 1 000 et destiné à l'équipement d'oscilloscopes T. B. F. (la limite supérieure des fréquences transmises est de 10 kHz).

Mettant en œuvre deux doubles triodes, cet amplificateur est en mesure de fournir une tension de sortie de 200 V c. à c.

Les commandes de cadrage et de gain sont respectivement constituées par les potentiomètres P1 et P2, la première agissant par déplacement du point de fonctionnement de V1 *b* (dont la tension grille peut être ajustée entre + 0,5 V et - 0,5 V), la seconde jouant sur la valeur du taux de contre-réaction appliqué au niveau de l'étage de sortie.

Toutes les liaisons sont directes, y compris celles aux plaques de déflexion verticale du tube cathodique. A titre indicatif, on a porté sur le schéma les différentes tensions relevées en cours de fonctionnement. A noter que les cathodes de l'étage d'entrée font retour à une tension très négative par rapport aux grilles de commande, ce qui permet d'utiliser une résistance de cathode de forte valeur, améliorant la symétrie de l'ensemble.

Egalement à liaisons directes, l'amplificateur de la figure 9-2 est destiné à l'équipement d'un oscilloscope à bande passante plus étendue.

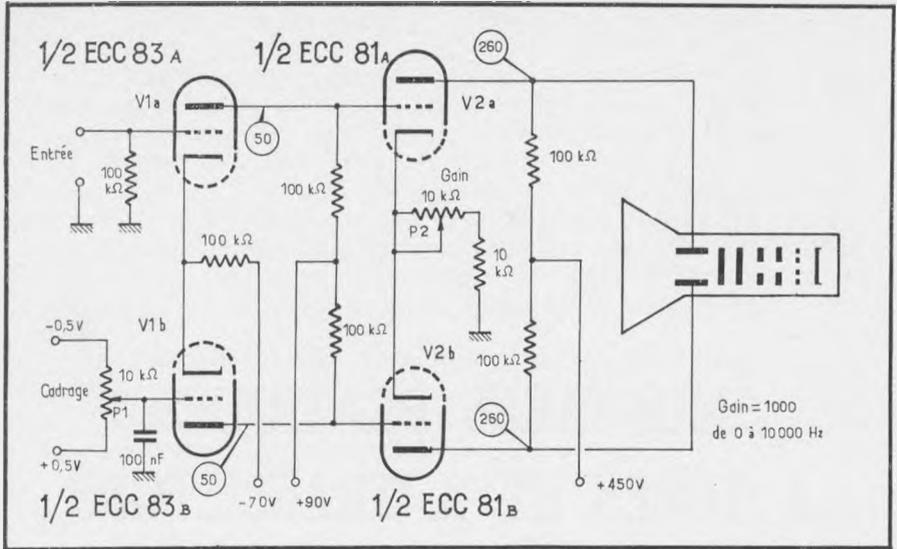


Fig. 9-1. — Schéma pratique d'un amplificateur vertical pour oscilloscopes T.B.F.

Les circuits utilisés permettent en effet d'atteindre 1 MHz à - 3 dB et peuvent donc convenir à un appareil à usage universel.

Ici encore, ce sont des tubes doubles qui ont été utilisés ; ils ont été choisis à forte pente afin de compenser la perte de gain due à l'emploi de résistances de charge de faible valeur, permettant de réduire en grande partie les effets des capacités parasites aux fréquences élevées.

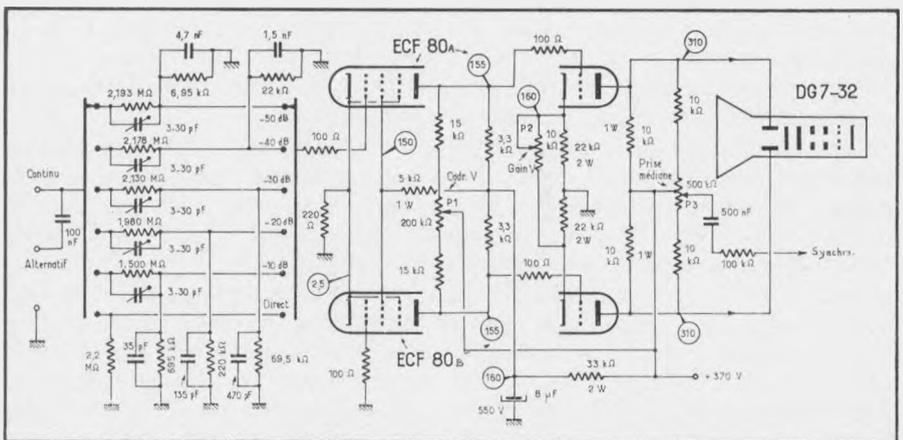


Fig. 9-2. — Amplificateur vertical d'oscilloscope à usage universel caractérisé par une bande passante allant du continu à 1 MHz.

L'amplificateur est précédé d'un atténuateur compensé en fréquence autorisant une variation de la sensibilité par bonds de 10 dB ; une commande progressive (P2) de gain est prévue. Elle agit sur la contre-réaction d'intensité créée du niveau de l'étage final, constitué ici par les deux sections triodes des ECF 80.

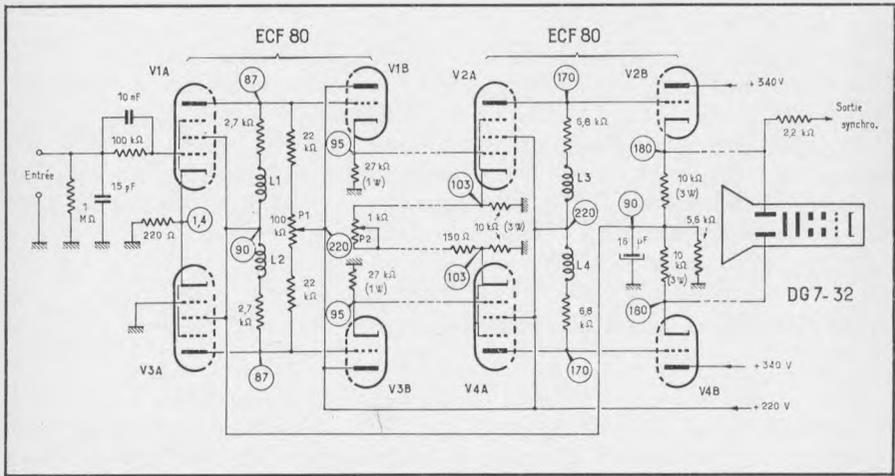


Fig. 9-3. — Prévu pour passer du continu à 6 MHz, cet amplificateur est caractérisé par une sensibilité intéressante (100 mV/cm). Dans les cercles tensions relevées en cours de fonctionnement.

Caractérisé par des performances nettement plus poussées (du continu à 6 MHz à -1 dB) l'amplificateur d'oscilloscope de la figure 9-3 a été étudié en vue de son emploi avec un tube DG 7-32.

A ce sujet, ouvrons une parenthèse pour préciser que le facteur de sensibilité du tube cathodique étant inversement proportionnel à la tension continue appliquée sur ses plaques de déflection, lorsque celle-ci s'élève (ce qui se traduit par une perte de sensibilité) le gain de l'amplificateur augmente dans le même rapport. Ces deux variations étant dirigées en sens contraire, s'annulent donc et la hauteur d'image observée reste constante.

Comme en pratique, V1 A et V2 A sont appelés à être disposés à une certaine distance de l'étage de sortie, une liaison à basse impédance s'avère indispensable pour diminuer, aux fréquences élevées, les pertes par capacités parasites. Celle-ci est réalisée au moyen des deux triodes V1 B et V3 B montées en cathodyne.

Une raison analogue a fait adopter pour la liaison aux plaques de déflection du DG 7-32 deux autres cathodynes (V2 B-V4 B) grâce auxquels le temps de montée de l'amplificateur complet se situe aux alentours de 60 ns et permet à ce dernier de passer sans atténuation notable (-1 dB) des signaux dont la fréquence est de 6 MHz.

Doté d'une sensibilité double de celle de l'amplificateur de la figure 9-3 et d'une bande passante légèrement supérieure, le montage de la figure 9-4 s'en distingue essentiellement par l'emploi, au niveau de l'étage de sortie, de tubes de puissance (EL 183) à forte pente (25 mA/V).

En conséquence, les résistances de charge d'anode ont pu être ramenées à 3 k Ω , ce qui a permis de réduire les effets des capacités parasites des plaques de déflexion du tube cathodique, déjà en partie masquées par l'utilisation d'un étage de couplage à basse impédance mettant en œuvre une double triode (E 188 CC).

Cela précisé, le montage retenu est des plus classiques, les étages d'entrée étant alimentés, tout comme dans l'exemple précédent, à partir de la résistance de cathode (+ 190 V) de l'étage de couplage (V5).

A noter cependant l'emploi de bobines de correction (L1 à L4) au niveau des différents étages et en série avec les fils de liaison vers les plaques de déflexion (L5-L6). Moyennant ces précautions la bande passante s'étend du continu à 7 MHz à - 1 dB.

MONTAGES A LARGE BANDE.

Pour atteindre les 10 MHz, ce qui correspond, *grosso modo*, à un temps de montée de 40 ns, les moyens à mettre en œuvre ne sont guère plus complexes. A condition d'accepter de perdre légèrement sur la sensibilité, on peut même ramener à quatre (dont une double triode) le nombre de tubes utilisés.

On aboutit dans ces conditions au schéma de la figure 9-5 qui demande quelques explications, notamment en ce qui concerne le rôle de V2 a.

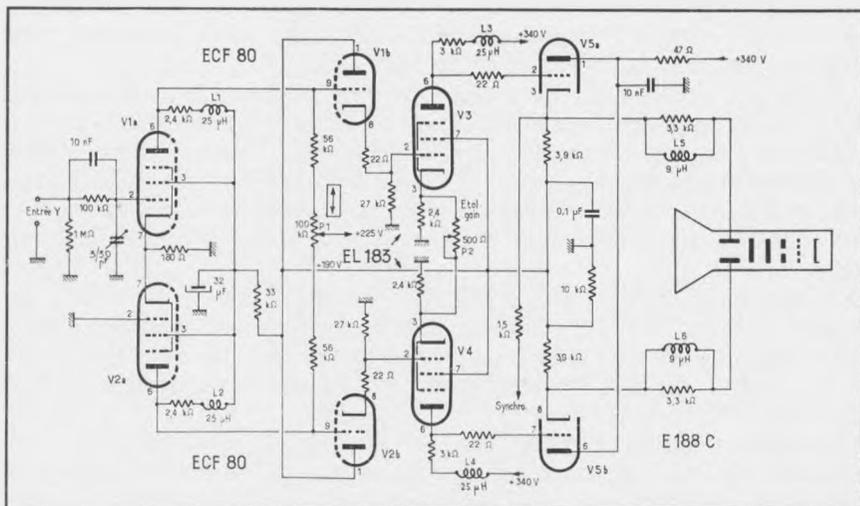


Fig. 9-4. — Cet amplificateur à tubes utilise des pentodes à forte pente au niveau de l'étage de sortie.

Le gain de l'amplificateur peut être ajusté en jouant sur le taux de contre-réaction créé au niveau des émetteurs de T3 et T4 ; on dispose pour cela de deux potentiomètres, l'un de 50 Ω , l'autre de 250 Ω .

La commande de cadrage est obtenue par modification inverse des potentiels continus appliqués sur les bases de T5 et T6 ; celle-ci utilise un potentiomètre double ($2 \times 50 \text{ k}\Omega$).

Notons que l'étage final est alimenté sous une tension continue relativement importante, justifiée par le fait qu'il est nécessaire d'obtenir des signaux de sortie de forte amplitude. Compte tenu des valeurs des résistances utilisées, la bande passante de l'ensemble atteint environ 2,5 MHz, les temps de montée de l'amplificateur étant de l'ordre de 0,1 μs .

Signalons, pour terminer, la présence du transistor T9, dont la base est excitée à partir des signaux prélevés sur le collecteur de T8 ; monté en émetteur commun, ce transistor est utilisé pour fournir les signaux de synchronisation indispensables au déclenchement de la base de temps.

Caractérisé par une bande passante beaucoup plus large (du continu à 15 MHz) l'amplificateur de la figure 9-9 est destiné à l'équipement d'un oscilloscope à hautes performances.

Les signaux destinés à l'attaque de l'étage d'entrée, constitué encore ici par une triode, passent tout d'abord par l'intermédiaire d'un atténuateur, précédé d'un contacteur autorisant ou non la transmission de la composante continue.

L'atténuateur d'entrée, à neuf positions, permet de modifier l'amplitude des signaux appliqués sur la grille de la triode adaptatrice d'impédances. Entre les deux extrêmes, il est possible de passer d'un signal de 50 mV crête à un signal de 20 V crête pour une hauteur d'image de 1 cm.

Toujours à propos de l'atténuateur d'entrée, précisons que C4, C7, C8, C9, C15 et C18 sont utilisés pour réaliser la compensation en fréquence des signaux observés, tandis que C1, C2, C5, C6, C10, C13 et C25 permettent d'obtenir une égale capacité d'entrée sur chacune des différentes positions.

Ainsi que l'on peut s'en rendre compte, l'amplificateur est précédé d'un étage cathodyne classique (V1) utilisé pour obtenir une impédance d'entrée de 1 M Ω /30 pF. Cet étage comporte un tube 5 718, dont la cathode est reliée directement à la base du transistor VT1, couplé par son émetteur à celui du transistor VT2, grâce à une résistance commune de 2,2 k Ω .

Ces deux transistors constituent un *déphaseur de Schmitt* et fournissent sur leurs collecteurs des signaux amplifiés et déphasés entre eux de 180°, signaux mis à profit pour exciter le push-pull de sortie utilisant deux transistors *n-p-n* (VT4-VT5).

C'est dans le circuit d'émetteurs de VT1-VT2 qu'est disposée la commande de gain de l'amplificateur vertical. Celle-ci comprend le potentiomètre RV1, grâce auquel on peut modifier légèrement le taux de contre-réaction auquel sont soumis ces deux transistors.

Le rapport d'atténuation obtenu avec cette commande est de l'ordre 3 : 1, ce qui, en liaison avec la manœuvre de l'atténuateur d'entrée autorise une modification continue de la sensibilité de l'amplificateur entre 50 mV/cm et 20 V/cm.

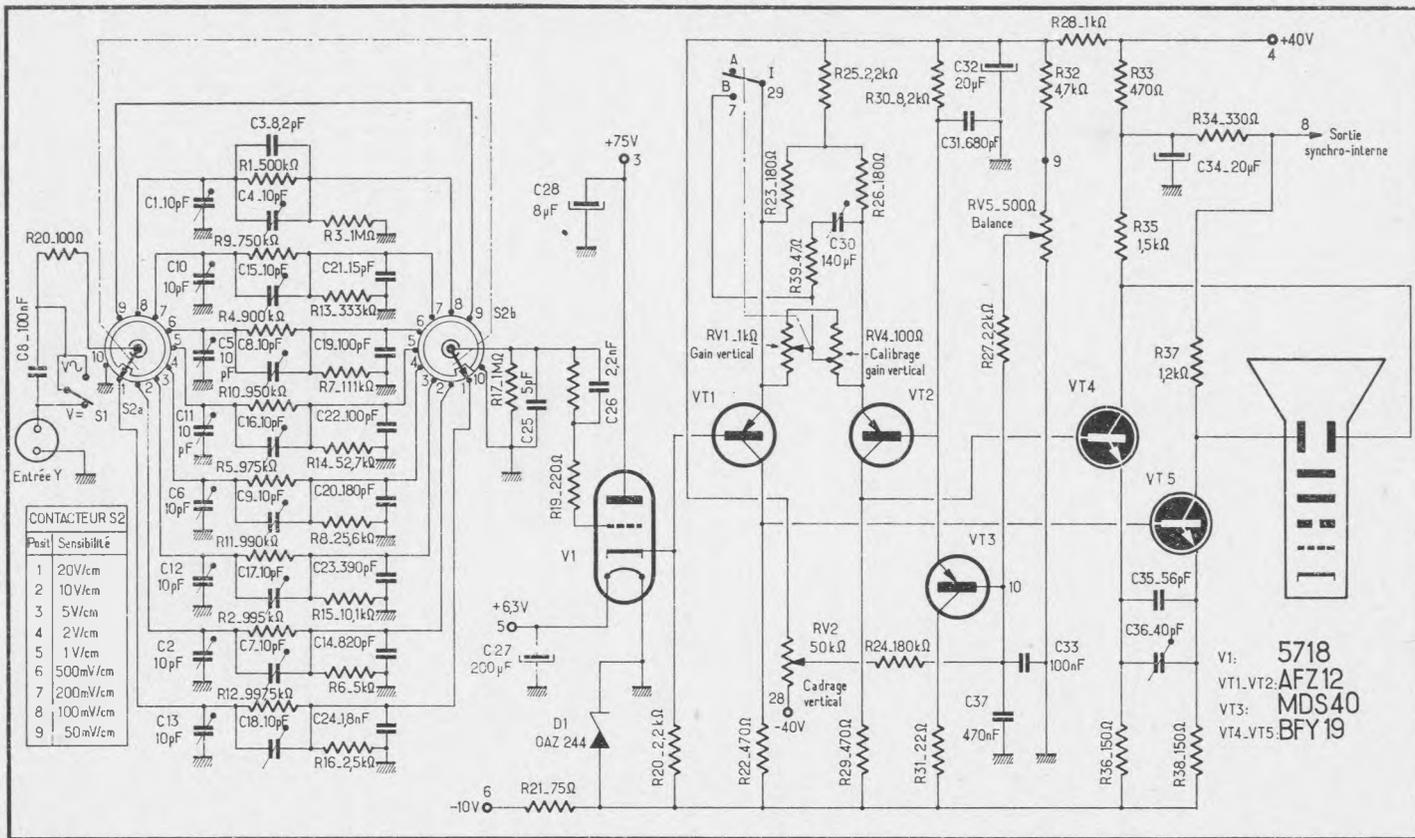


Fig. 9-9. — L'étage d'entrée (V1) de l'amplificateur est précédé par un atténuateur compensé en fréquence et étalonné. Destiné à un oscilloscope à hautes performances, cet amplificateur passe du continu à 15 MHz.

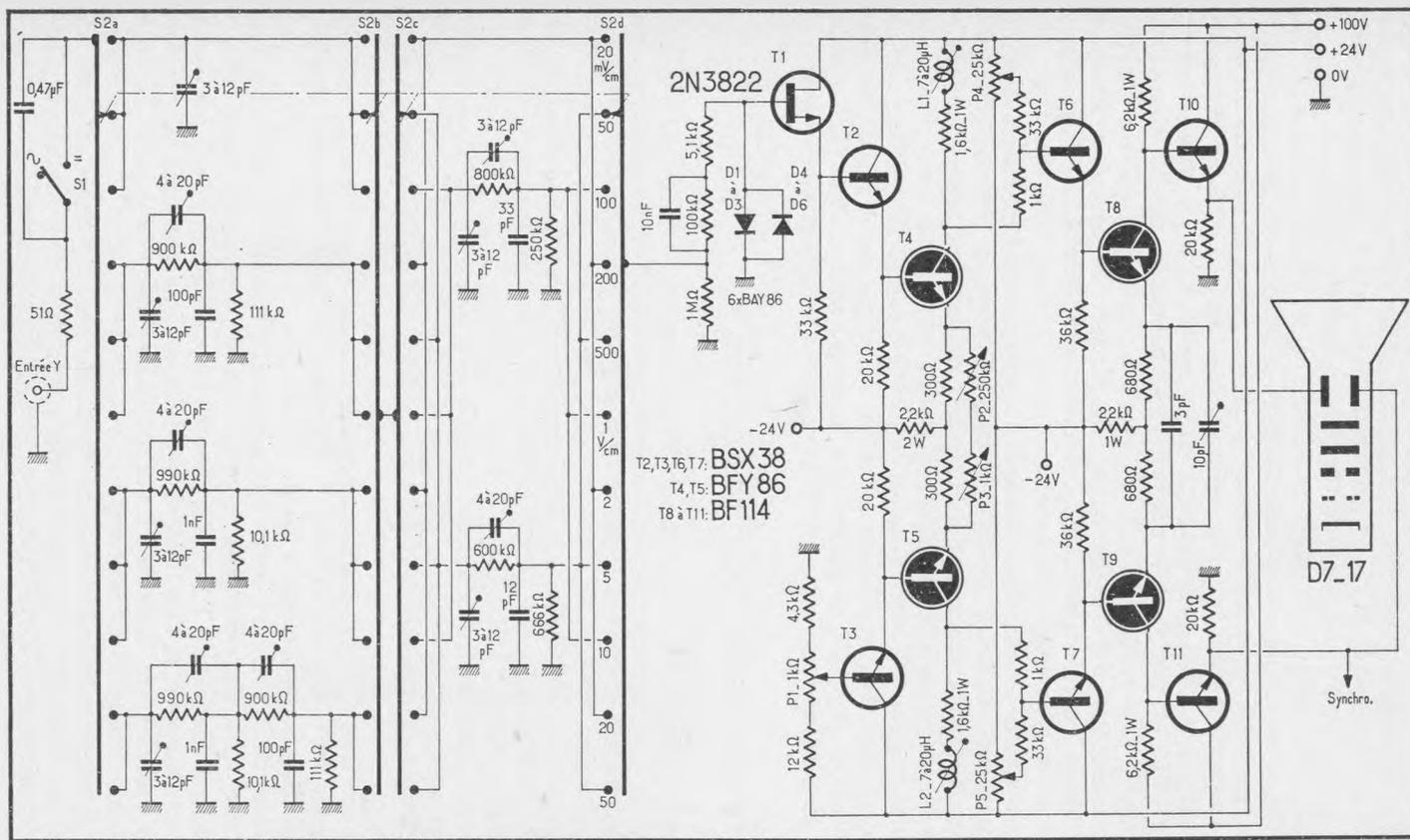


Fig. 9-10. — Intégralement transistorisé, cet amplificateur utilise un F. E. T. dans l'étage d'entrée permettant d'obtenir une impédance d'entrée de l'ordre de 1 MΩ.

Le potentiomètre RV1 de réglage du gain est en série avec un potentiomètre de 100 Ω (RV4) ; ce dernier, mis seul en circuit au moyen du contacteur I (lorsque RV1 est tourné à fond dans le sens des aiguilles d'une montre) permet de calibrer le gain de l'amplificateur.

Quant au cadrage vertical, il est obtenu également au niveau de VT1 et VT2 ; il est réalisé par modification de la tension continue appliquée sur la base de VT2, laquelle est directement reliée à l'émetteur de VT3. C'est en faisant varier la polarisation de base de ce transistor (potentiomètre RV2) que l'on parvient à modifier les courants de collecteurs de VT1 et VT2 et, par voie de conséquence, la tension sur les collecteurs de VT4 et VT5.

Ceux-ci étant directement reliés aux plaques de déflexion du tube cathodique, il est ainsi possible de modifier, par action sur RV2, la position relative de la trace sur l'écran.

Quant à RV5 (balance), il n'intervient pratiquement qu'au stade de la mise au point. Il doit être réglé de telle sorte que le potentiomètre de cadrage RV2 permette un égal déplacement du spot vers le haut ou vers le bas de l'écran du tube cathodique.

Les transistors VT4 et VT5 sont, nous l'avons déjà dit, utilisés par le push-pull final de l'amplificateur vertical. Chargés par des résistances de faible valeur (1,5 k Ω), ils permettent d'obtenir sans artifice (bobines de correction notamment) une excellente réponse aux fréquences élevées.

AMPLIFICATEUR TOUT TRANSISTOR

Caractérisé par une bande passante un peu moins étendue (du continu à 6 MHz) le schéma d'amplificateur de la figure 9-10 présente néanmoins la particularité d'être entièrement transistorisé, y compris l'étage d'entrée qui utilise un F. E. T.

Compte tenu de l'utilisation de ce transistor, l'impédance d'entrée est en tous points comparable à celle obtenue sur un montage équipé d'un tube électronique : 1 M Ω //20 pF.

Ce transistor étant relativement fragile (il s'agit d'un MOS), une protection contre les surcharges est prévue. Celle-ci est réalisée par l'intermédiaire de deux séries de diodes D1 à D3 et D4 à D6, montées tête-bêche.

Comme il se doit, cet étage est précédé d'un atténuateur compensé en fréquence et étalonné permettant d'ajuster la sensibilité de l'amplificateur entre 20 mV/cm et 50 V/cm.

Comme on le voit, la réserve de gain est importante, mais justifiée par le nombre assez élevé d'étages : cinq au total, entièrement symétriques.

Précisons donc que T2 et T3, montés en collecteurs communs — ou emitters-followers, si l'on préfère — réalisent l'indispensable adaptation d'impédances entre la sortie T1 et l'entrée de l'étage déphaseur T4-T5 à résistance commune d'émetteurs.

La symétrie nécessaire au bon fonctionnement de l'ensemble est ici ajustée au moyen de T1 ; quant au réglage du gain il est assuré par l'action combinée de P2 et P3. A ce propos, indiquons que P2, réservé au

réglage « fin » permet d'ajuster — P3 étant à zéro — la sensibilité de l'amplificateur à 20 mV/cm, compte tenu du tube cathodique employé.

Le cadrage du spot s'opère au moyen des potentiomètres doubles P4 et P5, lesquels modifient en sens inverse les tensions continues appliquées sur les bases de T6 et T7.

Signalons encore que l'étage final met en œuvre des BF 114, alimentés sous 100 V, et qui sont en mesure de fournir des signaux atteignant 80 V crête (160 V au total) sans aucun écrêtage. Compte tenu de cette tension élevée, et afin de ne pas dépasser la dissipation permise, T8 et T9 sont chargés par des résistances de 6,2 k Ω (7 W).

Il en résulte évidemment une perte d'amplification aux fréquences supérieures, compensée par un découplage capacitif créé au niveau des émetteurs de T8 et T9 et relevant l'amplification aux fréquences hautes par réduction du taux de contre-réaction appliqué à l'étage.

Toujours pour réduire l'action néfaste des capacités parasites, la liaison aux plaques de déflexion s'opère par l'intermédiaire de deux emitters-followers (T10-T11) ; aussi grâce à ces diverses précautions, les temps de montée de cet amplificateur sont-ils de 60 ns, ce qui peut être considéré comme excellent, surtout si l'on tient compte de sa grande sensibilité.



QUATRIÈME PARTIE

LES CIRCUITS AUXILIAIRES

Faisant leur apparition sitôt qu'il s'agit, par exemple, d'engendrer la T. H. T. nécessaire au fonctionnement du tube cathodique, de détecter un signal dans des conditions particulières, ou encore dès l'instant que l'on éprouve la nécessité de se livrer à des mesures d'amplitude ou de temps, les circuits auxiliaires ont, en fait, une importance au moins égale à celle des autres étages des oscilloscopes.

A ce titre, ils méritent donc de retenir l'attention, d'autant que bon nombre d'entre-eux, ainsi que nous allons le voir, permettent effectivement d'améliorer de façon sensible les performances d'un type d'appareil donné.

CHAPITRE X.

LES GÉNÉRATEURS DE T. H. T.

Transistorisés ou non, les oscilloscopes sont équipés de circuits d'alimentation de conception un peu particulière, permettant d'obtenir ce qu'il est convenu d'appeler la T. H. T.

Celle-ci, selon les appareils et les tubes cathodiques utilisés, peut osciller entre 500 V et 5 000 V. Ainsi que l'on peut s'en rendre compte, la « fourchette » est grande ; elle est principalement fonction de l'usage auquel est destiné un type d'oscilloscope donné.

C'est à l'examen des différents circuits de T. H. T., effectivement employés, qu'est consacré le présent chapitre.

Quelle que soit la valeur de la T. H. T. requise, on ne doit pas perdre de vue le fait que les courants mis en œuvre sont relativement faibles : de l'ordre du milliampère pour l'électrode d'accélération d'un tube cathodique « standard », ce courant tombe en effet à moins de 0,1 mA pour une électrode de post-accélération.

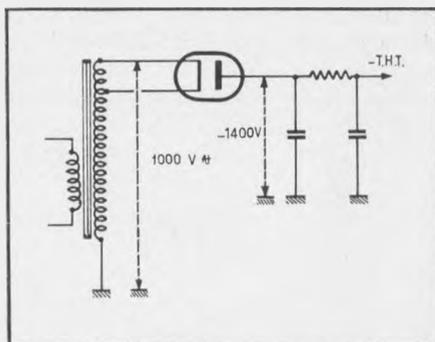
En conséquence, le redressement des tensions alternatives mises en jeu à cette occasion est le plus souvent mono-alternance ; quant au filtrage, du type R. C., il est en général assez sommaire, se réduisant, dans la plupart des cas, à une cellule de découplage comportant un condensateur en tête.

Comme le débit est peu élevé, la tension redressée disponible à la sortie d'un montage similaire à celui de la figure 10-1, est d'environ 1,4 fois la valeur de la tension alternative appliquée à l'entrée. Si donc on dispose d'un signal alternatif de 1 000 V, c'est en fait une tension continue de $1\ 000 \times 1,4 = 1\ 400$ V que l'on recueillera sur l'anode de la diode redresseuse.

A ce propos, ouvrons une parenthèse pour préciser que c'est généralement le + T. H. T. qui se trouve mis à la masse, cela afin de faciliter l'attaque des électrodes du tube cathodique, et notamment des plaques de déflexion.

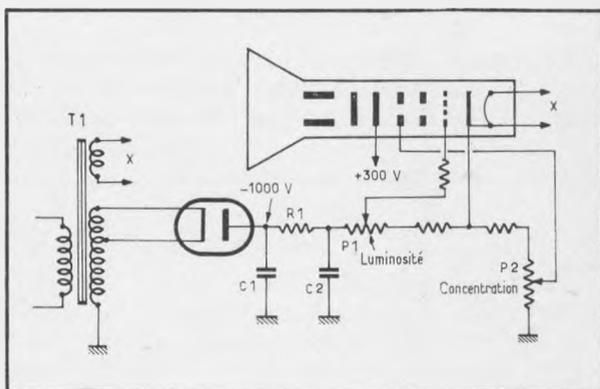
La cathode étant très souvent réunie au filament de chauffage, et se trouvant portée à un potentiel élevé par rapport à la masse, on est obligé d'utiliser un enroulement de chauffage séparé pour le tube, très bien isolé de la masse.

Fig. 10-1. — Les redresseurs T.H.T. sont le plus souvent du type mono-alternance. Le débit étant peu élevé, la tension redressée disponible est pratiquement égale à 1,4 fois la valeur de la tension alternative appliquée à l'entrée. Ordinairement ces redresseurs font appel à une valve à chauffage direct dont le filament est alimenté par un petit enroulement placé en bout de celui de la T.H.T.



On aboutit ainsi au schéma très classique de la figure 10-2 où, on reconnaît la valve T. H. T. — à chauffage indirect ou non — et dont le filament est alimenté à partir d'une prise ménagée sur l'enroulement élévateur du secondaire du T1 ; C1 et C2 constituent, avec R1, la cellule de

Fig. 10-2. — Schéma classique des circuits T.H.T. d'alimentation d'un tube cathodique.



filtrage. Quant à P1 et P2 ils sont respectivement affectés au réglage de la luminosité du tube cathodique et à la concentration du spot obtenu sur l'écran.

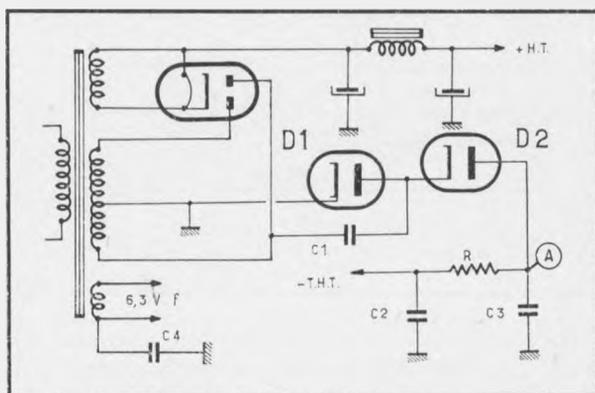
A signaler que, l'anode 2 étant portée, de même que les plaques de déflexion, à une *d.d.p.* d'environ 300 V, la tension entre plaques et cathode atteint pratiquement 1 300 V, chiffre normal pour un tube « standard » de 13 cm de diamètre.

Ces chiffres, il est à peine besoin de le préciser, ne sont nullement impératifs, la T. H. T. pouvant varier dans d'assez larges limites, compte tenu à la fois de la luminosité et de la sensibilité dont on désire disposer : en effet, plus la T. H. T. est élevée et plus la luminosité est grande, mais moins la sensibilité est importante.

Ces deux montages réclament un transformateur d'alimentation un peu spécial, comportant un enroulement supplémentaire, mis en série avec le classique enroulement secondaire à point milieu, réservé à la H. T. normale, et pourvu d'une prise pour le chauffage de la valve T. H. T.

En outre, ils comportent un enroulement séparé, à fort isolement, destiné au chauffage filament du tube cathodique.

Fig. 10-5. — Grâce à ce montage doubleur de tension, il est possible de se passer d'un transformateur d'alimentation spécial.



A signaler que, dans le cas du montage de la figure 10-4, l'anode 3 du tube cathodique est reliée au curseur d'un potentiomètre (P3) permettant d'ajuster le potentiel de cette électrode aux environs de 300 V, afin d'obtenir un spot aussi régulier que possible.

T. H. T. A DOUBLEUR DE TENSION.

Bien que fort répandus sur les oscilloscopes, les deux montages que nous venons d'examiner cèdent souvent le pas aux circuits doubleurs de tension, similaires à celui de la figure 10-5 utilisé en liaison avec un transformateur d'alimentation classique.

Comme le débit est pratiquement négligeable, la tension redressée par les diodes D1-D2, apparaissant au point A, est en fait égale à $2 \times 1,4$ fois la tension efficace fournie par le secondaire H. T. du transformateur.

Ainsi, en utilisant un modèle 2×420 V on obtient, à partir d'un seul enroulement, une tension continue d'environ 1 200 V, ce qui est très suffisant dans la majorité des cas.

En effet, il ne faut pas oublier que les électrodes de déflection sont en principe portées à un potentiel voisin de 300 V, ce qui donne en réalité une *d. d. p.* entre plaque, et cathode, de 1 500 V.

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, il n'est pas nécessaire de prévoir un enroulement de chauffage séparé pour la diode D2 dont la cathode n'est pas à la masse et qui se trouve de ce fait à un potentiel élevé par rapport à celle-ci. On peut parfaitement alimenter les filaments des diodes D1 et D2 en parallèle sur ceux des autres tubes de l'appareil : cette simplification est rendue possible grâce à l'utilisation d'une ligne de chauffage isolée de la masse, au point de vue continu, mais découplée de celle-ci, en alternatif, au moyen d'un condensateur (C4) à fort isolement.

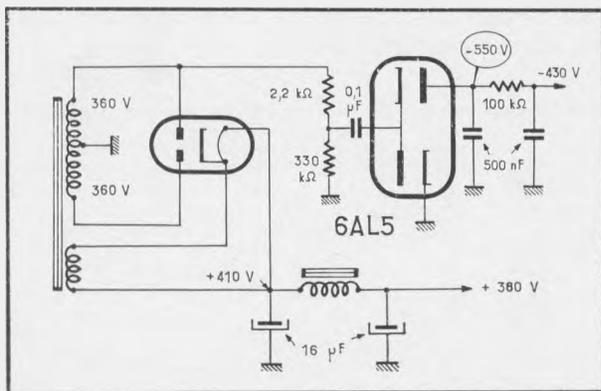


Fig. 10-6. — Pour des tensions redressées de l'ordre de 500 V, une valve T.H.T. n'est pas indispensable, tout au moins dans le cas d'un montage doubleur de tension.

Les schémas pratiques correspondants sont donnés par les figures 10-6 et 10-7. Les doubles diodes utilisées sont des modèles courants ce qui peut surprendre quelque peu. Toutefois, l'expérience a prouvé que des diodes de ce type pouvaient très bien convenir.

A ce sujet, il est bon de rappeler que ce n'est pas la tension directe qui met en danger les jours d'une diode, mais bien la tension inverse, c'est-à-dire la tension appliquée entre anode et cathode pendant la période de non-conduction.

Or, dans un montage doubleur de tension les tensions inverses étant plus faibles que dans un montage normal, on conçoit que des diodes « standard » puissent effectivement redresser des tensions pour lesquelles elles n'ont pas été prévues à l'origine.

D'ailleurs, dans le cas du montage de la figure 10-6, n'ayant besoin que d'une T. H. T. réduite (cette alimentation est destinée à un DG 7-5 ou à un DG 7-32 réclamant une T. H. T. de 700 à 800 V), le doubleur se trouve excité à partir de tensions alternatives de faible amplitude, ramenées à environ 175 V grâce à un dispositif potentiométrique améliorant la marge de sécurité.

Toujours dans l'exemple de la figure 10-6, on obtient en sortie du doubleur — et après filtrage — une tension négative de 400 V environ. Compte tenu du fait que les électrodes de déflection sont en principe portées à 300 V, on obtient pratiquement 700 V entre plaques et cathode, ce qui correspond aux conditions d'utilisation des tubes cathodiques précités.

Avec le montage de la figure 10-7, le diviseur potentiométrique étant supprimé, on obtient une T. H. T. plus élevée : 1 100 V à l'entrée du filtre.

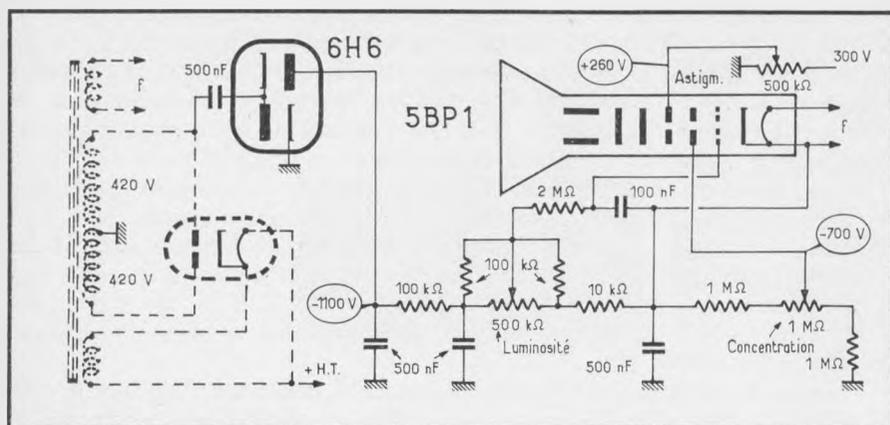


Fig. 10-7. — Détails des circuits d'un doubleur de tension pour tube de 13 cm de diamètre, mettant en œuvre une double diode 6H6.

Tout comme dans le cas du schéma de la figure 10-4, on retrouve ici un potentiomètre destiné au réglage de l'astigmatisme du tube cathodique, permettant — par action sur le potentiel de la deuxième anode — d'obtenir un spot parfaitement rond.

ALIMENTATIONS A SEMI-CONDUCTEURS.

Souvent les constructeurs adoptent en lieu et place des diodes à vide, des redresseurs à semi-conducteurs pour lesquels les problèmes relatifs au chauffage des filaments ne se posent évidemment pas.

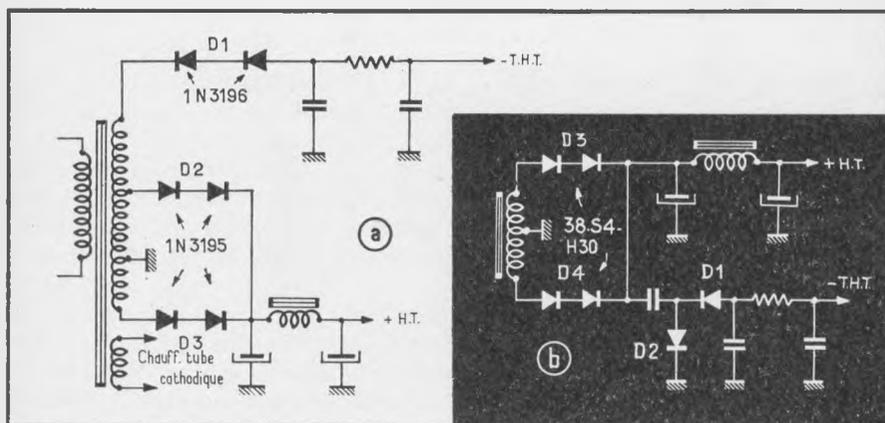


Fig. 10-8. — En utilisant des diodes semi-conductrices, on élimine les problèmes posés par le chauffage des filaments des éléments redresseurs (a). En (b), doubleur de tension à semi-conducteurs, dérivé du montage de la figure 10-5.

On aboutit ainsi à des montages similaires à celui de la figure 10-8 *a* et où on reconnaît en D1 la diode de redressement de la T. H. T. et, en D2 et D3, les diodes du redresseur double alternance pour l'alimentation H. T. des divers étages d'un oscilloscope.

Quant au schéma de la figure 10-8 *b*, il n'est autre que la version à semi-conducteurs du circuit doubleur de tension de la figure 10-4.

A condition de disposer de diodes redresseuses spécialement créées par les constructeurs à cet effet, on peut du reste ne pas s'arrêter en si bon chemin et réaliser aisément des multiplicateurs de tension dérivés du montage de la figure 10-5 — que nous représentons figure 10-9 *a* sous une forme légèrement différente — pour obtenir des T. H. T. de l'ordre de 3 000 V ou 4 000 V et même davantage, en partant d'une tension alternative de faible valeur (fig. 10-9 *b*).

Plus connu sous le nom de *multiplicateur de tension de Greinacher*, ce montage — aisément réalisable — permet de multiplier à l'infini le nombre de cellules doubleuses de tension ; chaque diode redresseuse utilisée y est employée pour charger un condensateur servant par ailleurs à transmettre la composante alternative des signaux ; celle-ci, redressée au niveau de la cellule suivante, donne lieu à une tension continue qui s'ajoute à celle fournie par les cellules précédentes.

Indiquons que les diodes semi-conductrices utilisées doivent être capables de supporter le double de la valeur de crête de la tension d'alimentation, ainsi du reste que les divers condensateurs.

Dans la pratique toutefois, il est rare que l'on ait à dépasser le stade du tripleur de tension, même dans le cas de tubes cathodiques munis d'une électrode de post-accélération.

Le plus souvent on rencontre donc un montage s'inspirant du schéma de la figure 10-10, où l'on trouve à la fois un doubleur et un tripleur de tension fournissant les diverses tensions requises.

T. H. T. PAR OSCILLATEUR B. F.

Tant que l'on a le secteur à sa disposition, il est relativement facile — en s'inspirant des quelques montages précédemment analysés — de mener à bien la réalisation d'un circuit générateur de T. H. T.

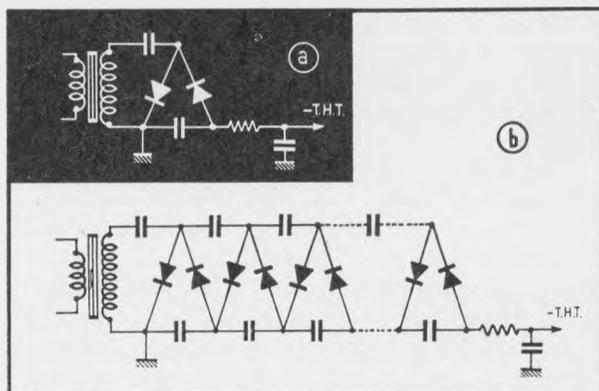
Les choses vont tout autrement dès que l'on ne dispose plus que d'une source basse tension par batterie, capable, certes de convenir à l'alimentation des étages d'un oscilloscope transistorisé, mais qui serait bien en peine de fournir les 1 200 ou 1 500 V nécessaires aux électrodes d'un tube cathodique.

Aussi, comme il serait ridicule — dans le cas d'un oscilloscope équipé de semi-conducteurs — de ne pouvoir bénéficier de l'autonomie que confère une alimentation par batterie, a-t-on été amené à étudier des circuits spéciaux, capables de convertir la source basse tension d'alimentation en H. T. et même en T. H. T.

Ces montages ne sont autres que des oscillateurs B. F., en général symétriques, fonctionnant sur une fréquence comprise entre 5 et 10 kHz ;

ceux-ci fournissent — grâce à un transformateur-élevateur incorporé — des signaux alternatifs de forte amplitude qui sont ensuite classiquement redressés par des diodes semi-conductrices, le plus souvent utilisées dans un multiplicateur de tension.

Fig. 10-9. — Les multiplicateurs de tension à diodes semi-conductrices constituent une solution idéale pour l'obtention de tensions élevées.



Un premier schéma pratique nous est proposé avec la figure 10-11 où, en T1 et T2, on reconnaît les deux transistors d'un oscillateur push-pull ; l'entrée en oscillation du montage est assurée par l'enroulement de réaction L2, tandis que la fréquence de fonctionnement est fixée par l'intermédiaire

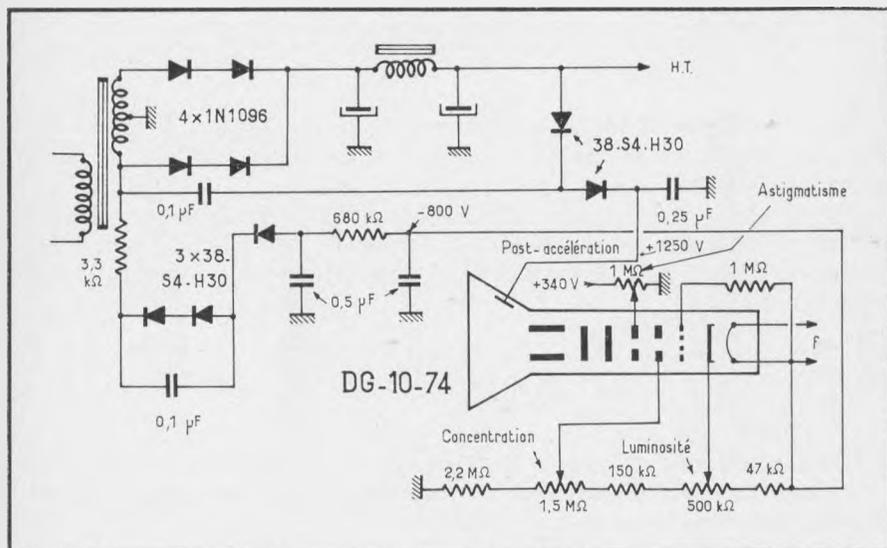


Fig. 10-10. — Circuits d'alimentation pour tube cathodique mettant en œuvre un doubleur et un tripleur de tension.

de L1 et C1 : celle-ci, compte tenu des éléments utilisés, se situe aux environs de 10 kHz.

Notons que la polarisation des bases de T1 et T2 est ajustée au moyen de P1, constituant avec R1 et R2 un pont entre le + et le - de l'alimentation.

La tension B. F. engendrée par le montage étant d'amplitude relativement faible, un enroulement élévateur (L3) se trouve couplé à L1. Aux bornes de celui-ci on recueille une tension voisine de 1 kV qui, après redressement par les diodes D1-D2 et filtrage sommaire par un condensateur, donne naissance à la T. H. T. positive destinée à l'anode de post-accélération.

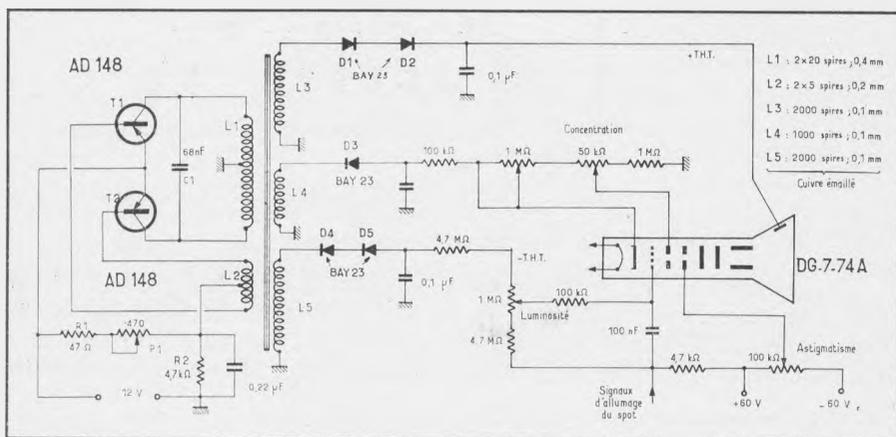


Fig. 10-11. — Dans le cas des oscilloscopes transistorisés, alimentés par batterie, la H.T. et la T.H.T. sont le plus souvent obtenues à partir d'un oscillateur B.F.

Une technique similaire est retenue pour l'obtention de la T. H. T. négative appliquée au wehnelt du tube cathodique, et délivrée par les diodes D3-D4.

Quant à la H. T. nécessaire à la cathode et à l'électrode de concentration du DG 7-74 A, elle est recueillie aux bornes de la diode D3, chargeant un troisième enroulement élévateur (L4) comportant moitié moins de spires que L2 et L5.

MONTAGES SYMÉTRIQUES

De conception similaire, le montage de la figure 10-12 met également en œuvre un oscillateur symétrique, engendrant un signal alternatif sur une fréquence voisine de 5 kHz.

Comme on peut le constater, la réalisation du transformateur comportant les divers enroulements de couplage et élévateurs de tension est plus simple que dans l'exemple précédent.

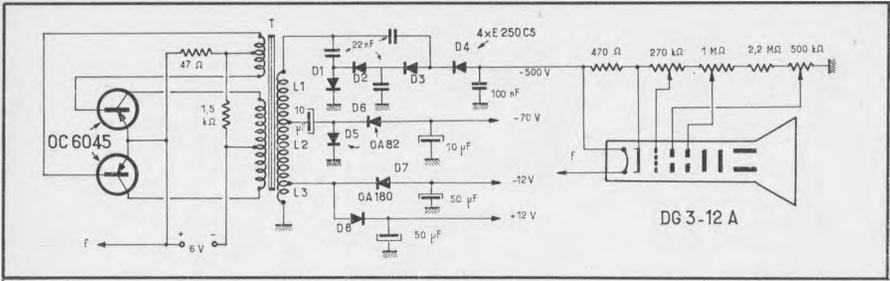


Fig. 10-12. — Grâce à des multiplicateurs de tension on peut simplifier la réalisation du transformateur associé à l'oscillateur B.F. de cette alimentation.

La H. T. nécessaire à l'alimentation du tube cathodique est fournie ici par un quadrupleur de tension comportant les diodes D1 à D4, opérant un redressement mono-alternance des signaux B. F. apparaissant aux bornes des enroulements L1, L2 et L3 montés en cascade. Étant donné le montage redresseur utilisé, ces enroulements ne comportent qu'un faible nombre de spires, ce qui simplifie d'autant la réalisation du transformateur.

A noter que la H. T. (— 70 V) destinée à l'alimentation des transistors de balayage équipant l'étage de sortie de l'amplificateur vertical est obtenue à partir d'un doubleur de tension comprenant les diodes D5 et D6.

Quant aux diodes D7 et D8, branchées aux bornes de L3, elles fournissent respectivement le — 12 V et le + 12 V requis par les autres étages de l'oscilloscope, tensions qu'il aurait été autrement impossible d'obtenir à partir d'une batterie d'alimentation de 6 V.

Dans le cas du montage de la figure 10-13, c'est le même principe qui est retenu, à cette différence près que le tube cathodique utilisé récla-

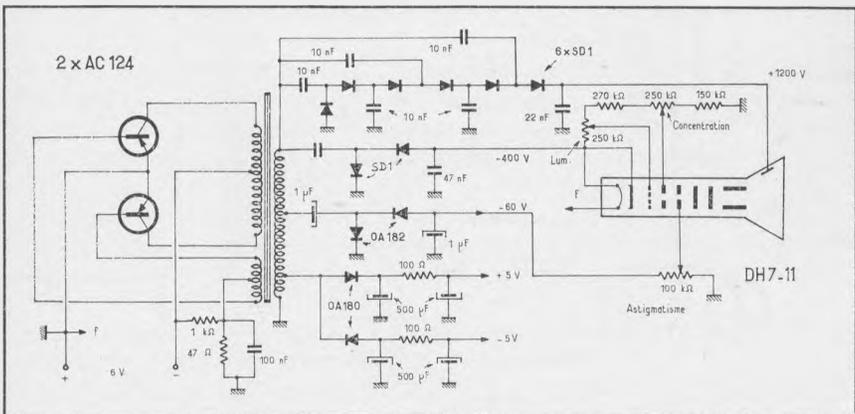


Fig. 10-13. — Autre exemple d'alimentation T.H.T. à oscillateur B.F. mettant en œuvre plusieurs circuits multiplicateurs de tension.

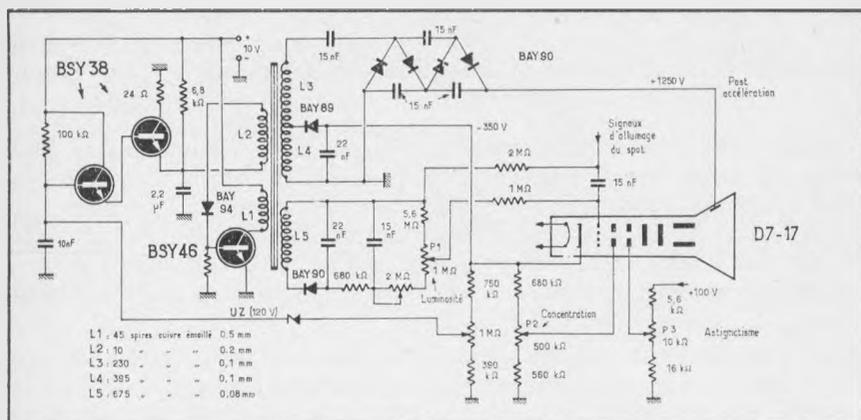


Fig. 10-15. — Contrairement aux précédents montages, l'oscillateur B.F. n'est pas symétrique.

mant une tension de post-accelération de 1 200 V, on fait ici appel à un sextupleur de tension, le — T. H. T. (400 V) étant obtenu à partir d'un simple doubleur de tension.

Plus évoluée, l'alimentation à oscillateur de la figure 10-14 présente, entre autres particularités, celle de mettre en œuvre un circuit comparateur permettant de stabiliser en amplitude la tension B. F. fournie par un classique oscillateur push-pull comprenant les transistors T1 et T2.

Cet oscillateur, qui fonctionne sur 7 kHz, fournit aux bornes des divers enroulements secondaires des tensions alternatives qui, une fois redressées, peuvent être utilisées pour l'alimentation des différents étages d'un oscilloscope.

Les transistors employés au niveau de cet oscillateur étant des modèles de puissance, l'alimentation du filament du tube cathodique à partir d'un enroulement B. T. peut même être envisagée, ce qui ne présente que des avantages étant donné la stabilisation des signaux B. F. grâce à la présence du circuit comparateur.

Celui-ci comprend notamment les transistors T3 et T4, ce dernier ayant sa tension de base fixée au moyen d'une diode Zener. La polarisation de base de T3 est, quant à elle, classiquement fixée par un pont de résistances disposé entre le + 40 V et la masse : elle est ajustée au moyen du potentiomètre P1.

Les deux transistors T3 et T4 étant couplés entre eux par une résistance commune d'émetteurs, toute variation de la polarisation de base de T3 (obtenue à partir du + 40 V) se trouve donc comparée à celle, stabilisée, de T6.

En conséquence, le courant de collecteur de T3 varie en plus ou en moins par rapport à la polarisation de base fixée par P1.

Cette variation est transmise, *via* D2, à T5 et T6 qui l'amplifient ; cette variation vient ensuite modifier le courant traversant T1 et T2, et par voie de conséquence, l'amplitude de l'oscillation à 7 kHz, stabilisant ainsi les diverses tensions redressées.

Hormis ce détail, les autres circuits sont semblables à ceux que nous avons déjà examinés, sauf peut-être le multiplicateur de tension conçu selon le même principe que le montage de la figure 10-9.

Une chose toutefois n'apparaît pas sur ce montage : la provenance de la tension de 10 V alimentant l'oscillateur B. F. et de la tension de 100 V destinée au réglage de l'astigmatisme (P3).

En fait ces deux tensions sont fournies par le montage — passablement complexe — de la figure 10-16, réalisé lui aussi à partir d'un oscillateur (cette fois du type symétrique) comprenant les transistors de puissance T4 et T5.

Une remarque s'impose cependant : destiné à être alimenté à partir d'une source de tension de 12 V, ce montage est précédé d'un régulateur électronique composé des transistors T1 à T3 à la sortie duquel on recueille une tension stabilisée à 10 V servant notamment à l'alimentation de l'oscillateur de la figure 10-15 et de celui des transistors T4 et T5 (fig. 10-16).

Les tensions B. F. fournies par les deux AD 159, et apparaissant aux bornes des enroulements L1 et L'1, sont classiquement appliquées, *via* les enroulements L3 à L5, à trois ponts redresseurs à diodes à la sortie desquels on recueille les tensions requises pour l'alimentation des divers étages d'un oscilloscope à transistors.

Ces tensions ne sont toutefois pas envoyées directement aux étages intéressés ; elles sont préalablement filtrées puis régulées électroniquement par trois transistors série (T6, T10 et T14) commandés à partir de trois transistors intermédiaires (T7, T11 et T15) recevant sur leurs bases les tensions issues de trois amplificateurs différentiels (T8-T9 ; T12-T13 ; T16-T17) comparant la tension de sortie à celle fournie par trois diodes Zener de référence.

Sans doute est-ce là une solution quasi parfaite mais un tant soit peu onéreuse et qui ne se justifie que dans le cas d'un oscilloscope portatif à hautes performances, dans lequel la stabilité des tensions d'alimentation est considérée comme étant primordiale pour la constance des caractéristiques.

CHAPITRE XI.

SONDES, CALIBREURS ET DISPOSITIF DE SURBRILLANCE

Facilement réalisables et ne mettant en œuvre que peu de composants, les sondes utilisées en liaison avec l'amplificateur vertical d'un oscilloscope figurent parmi les accessoires dont on est le plus souvent amené à se servir.

LES SONDES A FAIBLE CAPACITÉ.

L'utilité de telles sondes est évidente. En effet, l'impédance d'entrée d'un oscilloscope peut être représentée, suivant la position de l'atténuateur d'entrée, par une résistance de quelques mégohms, shuntée par une capacité parasite dont la valeur oscille entre 10 et 20 pF.

Il est évident qu'une telle capacité ne saurait être ramenée impunément sur certains circuits travaillant en H. F., ou en vidéo, sur lesquels on désire brancher l'oscilloscope.

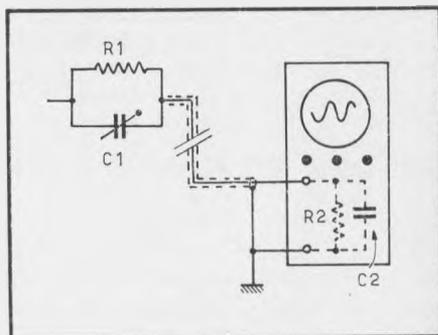
Qui plus est, les signaux à examiner se trouvant entre deux points d'un montage, points qu'il convient de relier à l'entrée verticale de l'oscilloscope au moyen de cordons dont la longueur n'est pas négligeable et qu'il faut blinder pour les soustraire à l'effet des champs parasites indésirables (50 Hz notamment), on ajoute une capacité parasite à celle de l'entrée de l'oscilloscope.

Semblable capacité étant loin d'être négligeable (20 à 30 pF), on comprend qu'elle puisse perturber considérablement les mesures effectuées aux bornes de circuits à haute impédance.

C'est pour cette raison qu'ont été imaginées les sondes à faible capacité qui, placées à l'extrémité du cordon blindé de liaison, se trouvent à proximité immédiate du point de mesure.

Sous leur forme la plus simple, ces sondes sont constituées (fig. 11-1) par un petit ajustable ($C1$) branché en parallèle sur une résistance de forte valeur ($R1$), l'ensemble étant relié à l'entrée verticale de l'oscilloscope de résistance $R2$ et de capacité $C2$.

Fig. 11-1. — Principe et utilisation d'une sonde à faible capacité.



La résistance d'entrée de l'oscilloscope ayant une extrémité à la masse, on voit que le signal appliqué à la sonde est divisé dans le rapport des deux résistances, soit un rapport de 10, si $R1 = 10\text{ M}\Omega$ et $R2 = 1\text{ M}\Omega$.

Pour que l'atténuation ainsi créée soit la même à toutes les fréquences — donc pour que l'ensemble puisse transmettre, sans les déformer, les signaux de forme complexe — il est indispensable que l'impédance des deux condensateurs forme également un rapport de 10.

En d'autres termes, cela signifie que $C1$ doit être réglé au dixième de la valeur $C2$ qui, rappelons-le, représente la capacité d'entrée de l'oscilloscope, augmentée de la capacité parasite du cordon de liaison.

Comme pratiquement on arrive pour $C2$ à un chiffre voisin de 50 pF , cela conduit à utiliser pour $C1$ un ajustable $5\text{-}20\text{ pF}$ que l'on règle de façon à obtenir 5 pF .

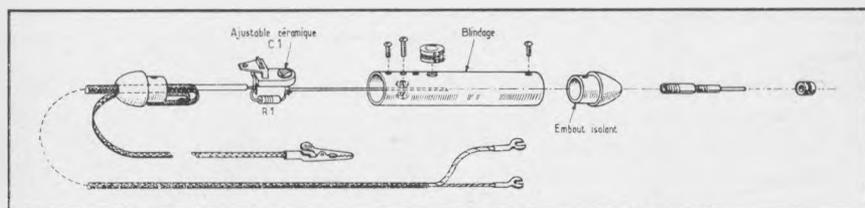


Fig. 11-2. — Vue « explosée » d'une sonde à faible capacité.

Le procédé est à la fois simple et efficace et se traduit non seulement par une réduction appréciable des capacités parasites, mais encore par une augmentation sensible de l'impédance d'entrée de l'oscilloscope.

Seule ombre au tableau : ce gain d'impédance se trouve compensé par une perte de sensibilité. En effet, la sonde ainsi réalisée constituant un

atténuateur, les signaux examinés apparaîtront sur l'écran avec une hauteur dix fois plus faible que pour l'entrée directe.

Le dessin de la figure 11-2 donne une vue explosée d'une telle sonde. Il est à noter que l'ensemble est parfois avantageusement complété par un contact I (fig. 11-3), actionné à l'aide d'un poussoir P, permettant de court-circuiter, le cas échéant, la cellule C1-R1 (cas de mesures de signaux de faible amplitude). Cette solution est adoptée sur un certain nombre de réalisations du commerce.

SONDES A CHARGE CATHODIQUE.

Etant donné l'inconvénient résultant de la réduction de gain apporté par les sondes classiques à faible capacité, on peut tourner cette difficulté en faisant appel à un montage à charge cathodique, dont le schéma de principe est reproduit figure 11-4.

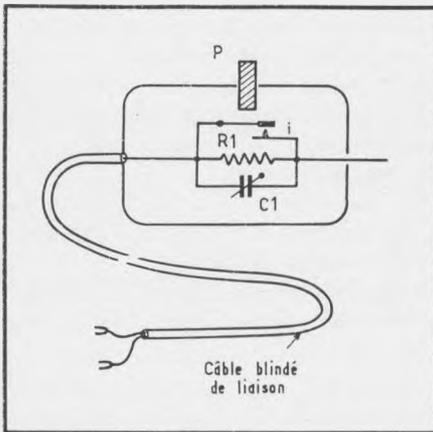


Fig. 11-3. — Un contact (i) commandé par un bouton-poussoir (P) permet de court-circuiter la cellule R1-C1.

Caractérisé par une forte impédance d'entrée, un gain légèrement inférieur à l'unité et une très faible impédance de sortie, un tel montage permet de résoudre élégamment le problème du transfert, sur une certaine distance, de signaux à fréquences élevées, sans trop avoir à craindre les capacités parasites du câble de liaison.

Rien n'empêche, du reste, de faire précéder cette sonde par une section d'atténuateur compensé, semblable à celle utilisée dans la sonde à faible capacité précédemment examinée.

On aboutit ainsi au schéma de la figure 11-5 combinant les avantages des deux montages ; à savoir : possibilité d'atténuer dans un rapport de 10 l'amplitude du signal à mesurer ou, au contraire, possibilité de le transmettre pratiquement sans atténuation mais avec un minimum de capacités parasites rapportées (le contact *i* étant alors fermé).

L'emploi de tubes électroniques conduisant à des sondes jugées parfois un peu trop encombrantes, on a tout intérêt à faire appel aux semi-conducteurs.

Fig. 11-4. — Schéma de principe d'une sonde à charge cathodique.

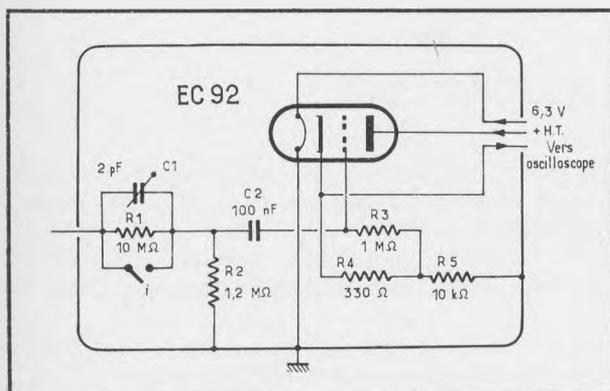
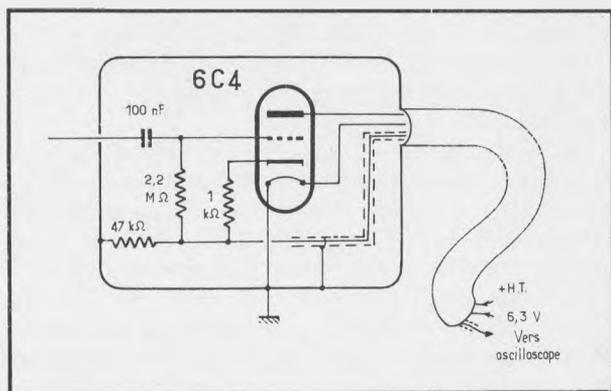


Fig. 11-5. — Montage combinant sonde à faible capacité et à charge cathodique.

L'ennui, avec les transistors classiques, est qu'on arrive difficilement à réaliser une sonde à forte impédance d'entrée, comme avec un montage à charge cathodique.

Cet inconvénient est toutefois ignoré des F. E. T. dont le comportement se rapproche beaucoup de celui des tubes électroniques.

A titre indicatif nous donnons, figure 11-6, le schéma d'une sonde amplificatrice transistorisée, apportant un gain non négligeable (10) — ce qui peut être intéressant quand la sensibilité de l'amplificateur vertical est faible — et caractérisée à la fois par une très forte impédance d'entrée (1 000 MΩ) et une impédance de sortie de l'ordre de 2 kΩ.

Précisons que la bande passante de l'ensemble, relativement peu élevée (300 kHz à — 3 dB), en limite en fait l'emploi en B. F.

SONDE DÉTECTRICE.

Pour peu que l'on désire examiner la forme de la modulation affectant un signal H. F. ou V. H. F. l'emploi d'une sonde détectrice s'impose.

Une telle sonde, dont le schéma de principe est donné figure 11-7 est équipée d'une diode au germanium (OA 85), ou mieux au silicium (BA 114) faisant fonction de détecteur.

Le condensateur C1 préserve la diode d'une éventuelle tension continue au point de mesure ; il doit être prévu pour « tenir » environ 500 V et peut être constitué par un modèle céramique ayant la forme d'un disque.

La diode, dont le type n'est pas critique, peut être un modèle quelconque capable de supporter une tension inverse de 30 à 50 V *eff.*

La résistance R1 charge la diode D, montée en redresseur shunt. L'ensemble R2-C2 constitue une classique cellule de découplage, destinée à bloquer les signaux H. F. ou V. H. F. et ne permettant que le passage du produit de la détection.

Selon le modèle de diode utilisée, la sonde pourra « monter » plus ou moins haut en fréquence et être, par exemple, employée pour travailler sur des circuits V. H. F. et même U. H. F. (cas de la télévision).

LES CALIBREURS D'AMPLITUDE.

Appelés à rendre les plus grands services sur les oscilloscopes non équipés d'atténuateurs étalonnés et d'amplificateurs à gain parfaitement connu, les calibreurs d'amplitude, dont il sera question ci-après, reposent tous sur le même principe : la substitution, à l'onde examinée, d'un signal de référence permettant, par simple comparaison, de déterminer l'amplitude des signaux observés.

Ils dérivent tous, plus ou moins, du montage de base représenté par la figure 11-8, lequel peut être adapté à n'importe quel oscilloscope.

Dans le calibreur, les signaux fournis par la source de référence S — dont le niveau de sortie peut être ajusté à une valeur prédéterminée au moyen du potentiomètre P1 — sont appliqués à un diviseur à résistances, calculé par exemple pour délivrer des tensions de 10 V, 1 V et 0,1 V.

Les différentes tensions pouvant être dosées par l'intermédiaire du potentiomètre P2, dont le bouton de commande est directement gradué en volts, il est très facile de déduire, par simple comparaison, l'amplitude d'un signal visualisé sur l'écran d'un oscilloscope.

Pour cela il suffit — après avoir pris des repères sur le réticule et relié les cordons de mesure de l'oscilloscope aux bornes de sortie du calibreur — de manœuvrer le contacteur K et le potentiomètre P2 de manière à retrouver sur l'écran une même hauteur d'image, dont on déduit alors aisément l'amplitude par lecture directe des indications du cadran de P2 et du contacteur K.

Fig. 11-6. — Sonde amplificatrice, équipée de semi-conducteurs.

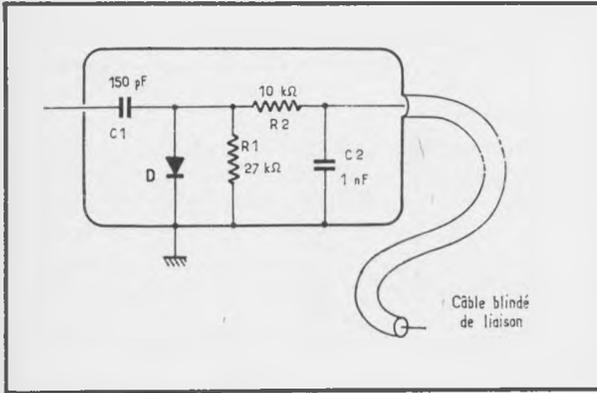
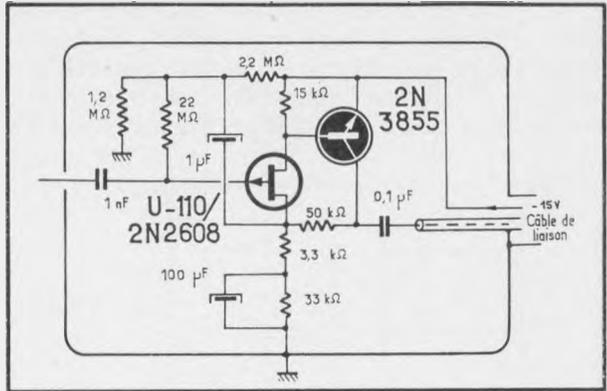
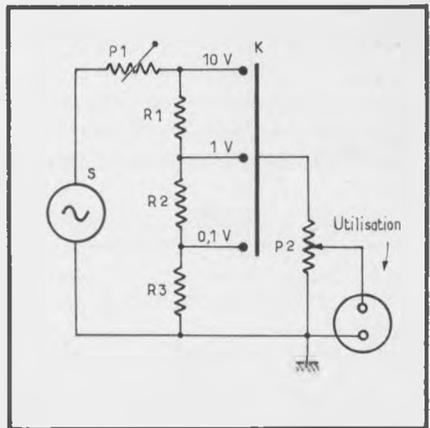


Fig. 11-7. — Grâce à cette sonde détectrice, il est possible d'examiner la forme des signaux de modulation d'une onde H.F. ou V.H.F.

Fig. 11-8. — Schéma de principe d'un calibreur d'amplitude pouvant être utilisé en liaison avec un oscilloscope.



Un pas vers la simplification des manœuvres peut être fait, pour peu que l'on décide d'incorporer ce montage à un oscilloscope (fig. 11-9); dans ce cas il convient de prévoir un petit contacteur (K) à deux positions, permettant d'aiguiller l'entrée de l'amplificateur vertical directement à la sortie du calibre ou à celle de l'atténuateur d'entrée.

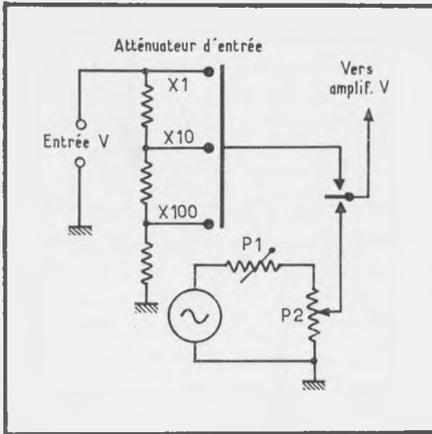


Fig. 11-10. — Calibreur simplifié, mettant à profit la tension alternative fournie par un enroulement de chauffage.

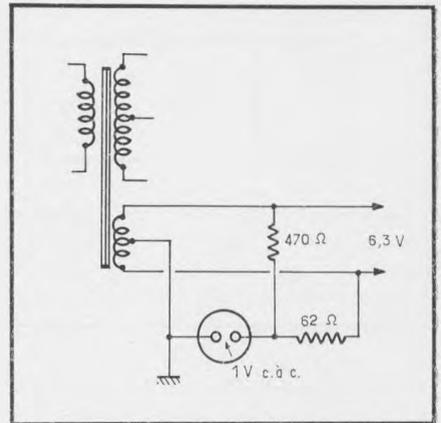


Fig. 11-9. — Montage à adopter lorsque le calibre est incorporé à un oscilloscope.

Pour peu que celui-ci soit étalonné, on a alors la possibilité de ne conserver, sur le calibreur, que le seul potentiomètre de réglage progressif (P2), dont l'utilisation est la même que dans le cas précédent, avec cette différence que les lectures faites sur le cadran de P2 devront, cette fois, être multipliées par le facteur d'affaiblissement de l'atténuateur d'entrée.

MONTAGES SIMPLES.

Sur certains oscilloscopes la source de référence est parfois obtenue à partir de la tension 6,3 V de chauffage, ramenée le plus souvent à 1 V (c. à c.) au moyen d'un diviseur potentiométrique (fig. 11-10).

Cette solution, qui n'a que le mérite de la simplicité, ne saurait être retenue pour procéder à des mesures de précision. Est-ce à dire pour autant

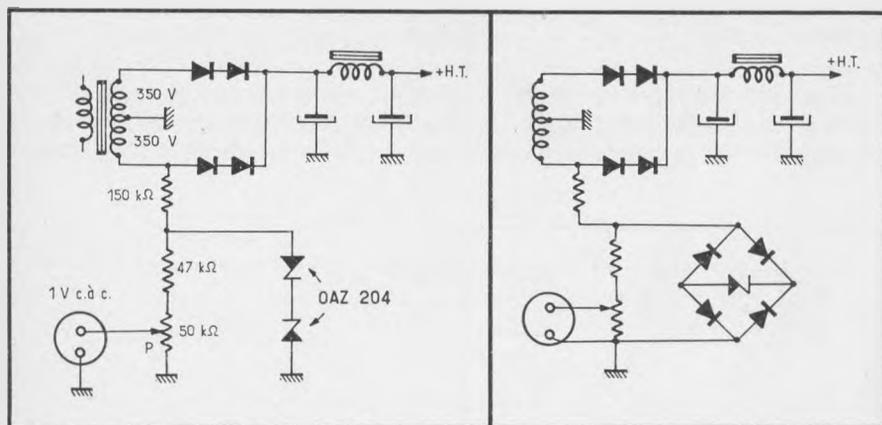


Fig. 11-11. (à gauche) — Calibreur à diodes Zener montées tête-bêche.

Fig. 11-12 (à droite). — Variante du précédent montage, ne mettant en œuvre qu'une seule diode Zener, permettant d'obtenir des signaux de calibration parfaitement symétriques.

que l'on doive faire appel à un montage complexe ? Certes non, et la meilleure preuve en est certainement le schéma de la figure 11-11, mettant simplement en œuvre deux diodes Zener montées tête-bêche ; celles-ci, mises à profit pour écrêter, à la tension de Zener, un signal alternatif de forte amplitude, délivrent des signaux rectangulaires symétriques, de valeur parfaitement définie et pratiquement insensibles aux variations de la tension secteur.

On ne peut rêver montage à la fois plus simple et efficace, à moins que l'on désire obtenir des signaux d'étalonnage rigoureusement symétriques. Dans ce cas il faudrait bien sûr appairer les diodes Zener utilisées, ce qui peut soulever quelques difficultés d'ordre pratique.

Le mieux est alors de s'inspirer du montage de la figure 11-12 qui, ne mettant en œuvre qu'une seule diode Zener, échappe évidemment aux critiques précédentes, mais nécessite l'emploi de quatre diodes classiques (BA 114-BA 130...) montées en pont.

Bien qu'il existe actuellement des diodes Zener H. T. allant jusqu'à 100 V et même davantage, il est souvent préférable, lorsqu'on désire obtenir des tensions de calibration élevées, de faire appel à des montages écrêteurs s'inspirant du schéma de la figure 11-13.

Sa simplicité nous dispense de tout commentaire. Précisons néanmoins que le potentiomètre P1 permet d'ajuster l'amplitude crête à crête des signaux délivrés, qui peuvent être dosés par l'action combinée du contacteur K et du potentiomètre de réglage fin (P2).

Notons cependant que la section gauche, de la double triode utilisée dans ce montage, fonctionne en tant que diode écrêteuse, la section droite étant montée en cathodyne afin de fournir les signaux de calibration sous une impédance relativement basse.

OSCILLATEURS DE CALIBRAGE.

Bien que fonctionnant parfaitement et étant très largement utilisés pour le calibrage d'amplitude, les quelques montages que nous venons d'examiner ont cependant en commun un défaut : en effet les signaux

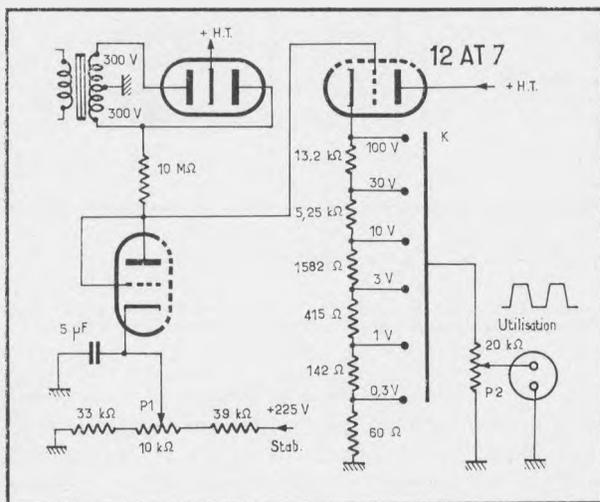
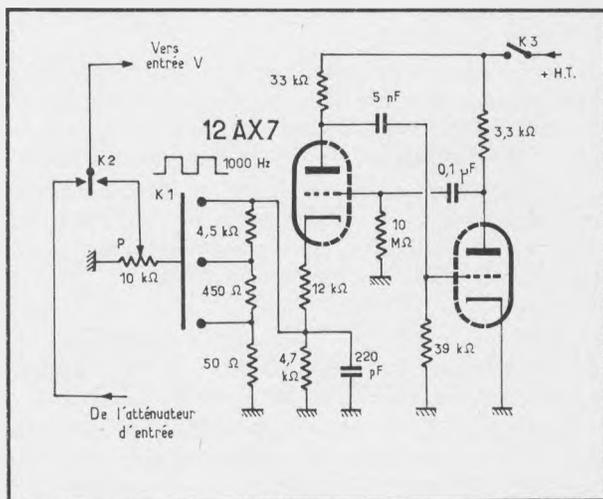


Fig. 11-13. — Avec ce montage, il est possible d'obtenir des signaux de calibrage atteignant 100 V d'amplitude.

Fig. 11-14. — Les signaux de calibrage peuvent être également engendrés par un multivibrateur.



qu'ils fournissent sont le plus souvent caractérisés par des temps de montée et de descente relativement importants, ce qui peut être gênant pour certaines applications.

Aussi, au lieu de faire appel à des montages écrêteurs, a-t-on quelquefois intérêt à utiliser des calibreurs à oscillateur fournissant, sans grande complication, des signaux rectangulaires très proches de la perfection.

Travaillant généralement à une fréquence de 1 000 Hz, les calibreurs de ce type sont d'ordinaire constitués par un multivibrateur à couplages croisés dont un exemple pratique est donné par le schéma de la figure 11-14.

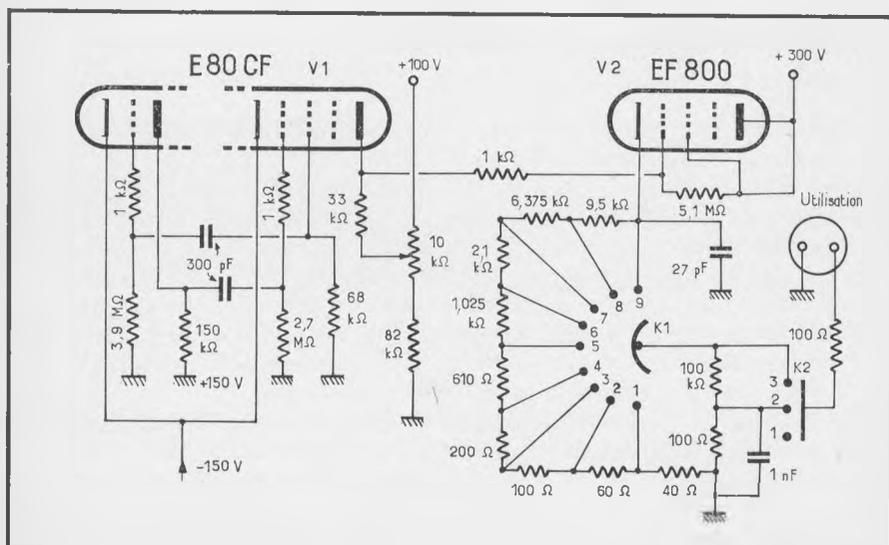


Fig. 11-15. — Autre type de calibreur à multivibrateur.

Ne comportant qu'une double triode, ce calibreur, étant donné le peu de composants mis en jeu, peut être aisément incorporé à tout oscilloscope.

Dans ce cas on aura intérêt à le compléter — comme dans l'exemple de la figure 11-9 — par un inverseur (K2) permettant de connecter l'entrée de l'amplificateur vertical soit à la sortie de l'atténuateur, soit à celle du calibreur.

Un peu plus évolué, le montage de la figure 11-15 est en mesure de fournir des signaux rectangulaires d'étalonnage, d'amplitude variable entre 0,2 mV et 100 V, par le jeu des contacteurs K1 et K2.

Ici encore, c'est un multivibrateur à couplages croisés qui est utilisé (V1); un étage de couplage supplémentaire (V2) est prévu, qui permet de disposer des signaux de calibration à très basse impédance.

Pour finir, nous donnons en figure 11-16 le montage d'un oscillateur de calibration faisant appel à la technique des semi-conducteurs. On reconnaît en T1 et T2 les deux transistors d'un multivibrateur astable, symétrique, couplé à l'étage de sortie (T4) au moyen du transistor T3 fonctionnant en amplificateur.

Précisons que le potentiomètre P1 permet de modifier légèrement la fréquence de relaxation du multivibrateur qui doit être centrée sur 1 kHz.

Quant au potentiomètre P2, il joue sur l'amplitude du signal de sortie prévue pour être ajustée à 5 V (c. à c.).

La sortie des signaux s'effectue à basse impédance au niveau de l'émetteur de T4 ; leur forme est représentée dans le cartouche en bas et à gauche de la figure 11-16.

LES CALIBREURS DE TEMPS.

L'oscilloscope peut fort bien être autre chose qu'un instrument capable de visualiser uniquement la forme d'une onde.

Pour cela, il suffit en effet, ainsi que nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, de lui adjoindre un calibre d'amplitude, ce qui permet de le transformer alors en un voltmètre de crête très précis ; mais il est également possible de lui ajouter un calibre de temps, le rendant apte à la mesure de la fréquence ou de la vitesse des phénomènes observés.

Pour qui dispose d'un oscilloscope muni d'une base de temps étalonnée, la détermination exacte de la durée d'un phénomène dont l'image s'inscrit sur l'écran du tube cathodique est relativement aisée.

Connaissant la vitesse de déplacement du spot on peut en effet se livrer très aisément à la mesure des temps ou des fréquences.

Ce procédé nécessite toutefois une parfaite constance du gain de l'amplificateur horizontal et une excellente linéarité de ce dernier, faute de quoi de grossières erreurs d'interprétation peuvent être commises.

Bien que cette technique soit, de nos jours, couramment utilisée sur les oscilloscopes équipés de bases de temps déclenchées, on trouve souvent plus pratique de faire appel à des circuits permettant le marquage direct de la trace, soit par superposition de brèves impulsions d'étalonnage, soit par modulation du wehnelt ou de la cathode.

Très utilisé sur les volubateurs, ce procédé — qui prête parfois à confusion en matière de marquage de temps — cède en fait le pas, sur les oscilloscopes, au second fonctionnant par modulation d'intensité du faisceau électronique.

PRINCIPE.

Pour moduler le faisceau d'électrons, diverses méthodes peuvent être employées. La première et la plus simple consiste à utiliser un oscillateur — autant que possible stabilisé par quartz — dont les signaux sont directement envoyés sur le wehnelt ou la cathode du tube.

En pratique, cette solution n'est guère employée car il est impossible de synchroniser à la fois la base de temps sur le phénomène à observer et à partir de l'onde étalon, à moins cependant que l'un de ces signaux soit un multiple de l'autre.

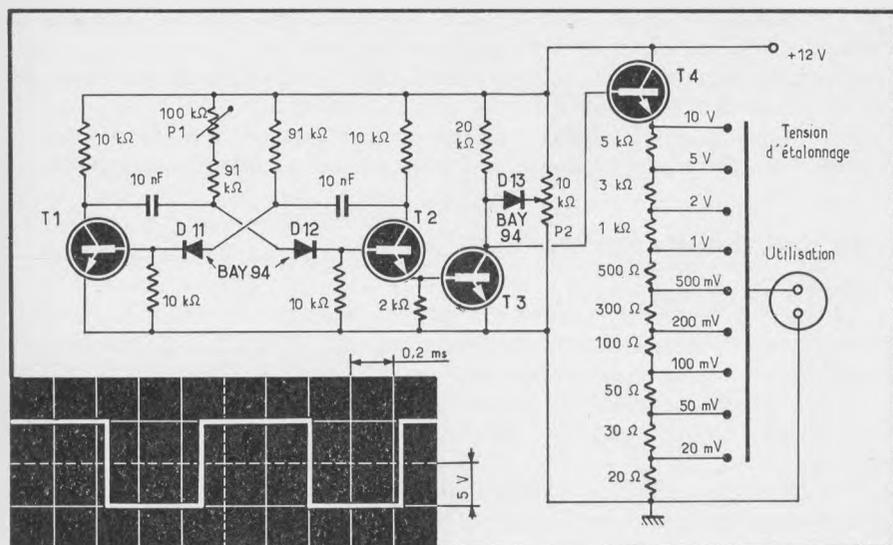


Fig. 11-16. — Calibreur d'amplitude perfectionné utilisant un multivibrateur à couplages croisés et faisant appel à la technique des semi-conducteurs.

En conséquence, la fréquence de la base de temps étant sans rapport avec celle de l'oscillateur de marquage et les points d'interruption du tracé lumineux — dus à sa modulation en intensité — se déplaçant constamment d'un balayage à l'autre, on se trouve dans l'impossibilité de stabiliser ceux-ci sur la courbe examinée.

Puisque l'on ne peut synchroniser la base de temps simultanément sur les deux phénomènes, un artifice doit être employé, qui consiste à asservir le fonctionnement du circuit de marquage à la fréquence de balayage de la base de temps.

De la sorte, le problème du démarrage en phase du balayage et du générateur de marquage étant résolu, on obtient du même coup la stabilisation des points d'identification, modulant en intensité le faisceau électronique qui, dès lors, étant immobilisés, sont rendus visibles.

Le circuit passif.

Nous ne citerons que pour mémoire le circuit oscillant classique qui, convenablement excité, peut fournir des signaux destinés au marquage direct de la trace lumineuse observée sur l'écran.

En effet lorsque l'on attaque un tel circuit à partir des impulsions correspondant, par exemple, au retour du balayage, une oscillation amortie prend naissance, en synchronisme avec le balayage, oscillation pouvant être mise à profit pour moduler en intensité le faisceau électronique.

Mais, pour obtenir un marquage satisfaisant de la trace, encore faut-il que l'amplitude des oscillations engendrées ne s'affaiblisse pas trop rapidement, sinon le marquage ne serait effectif qu'au début du balayage. Ce

qui, en d'autres termes, signifie que les bobinages utilisés à cette fin doivent être à très fort coefficient de surtension.

Aussi, d'ordinaire est-on amené à les associer à un « Q multiplicier », ce qui ne va pas sans compliquer quelque peu le montage.

Fort heureusement, d'autres solutions existent, au nombre desquelles figure le multivibrateur synchronisé que nous allons maintenant examiner

Le multivibrateur synchronisé.

Le schéma de principe de ce marqueur est donné figure 11-17. Sont à porter à son crédit : la simplicité de réalisation, la stabilité de fonctionnement, la facilité de synchronisation.

Ajoutons que ce montage présente également l'intérêt de fournir des impulsions de marquage très fines, ce qui n'est pas le cas des autres circuits.

Par contre son plafond d'utilisation se situe aux environs de 10 MHz, ce qui, pour certaines applications, peut paraître un peu juste.

Les valeurs des divers composants à employer, selon qu'on désire obtenir des impulsions de marquage de $1 \mu\text{s}$ ou de $0,1 \mu\text{s}$, sont données dans le tableau du bas de la figure 11-17.

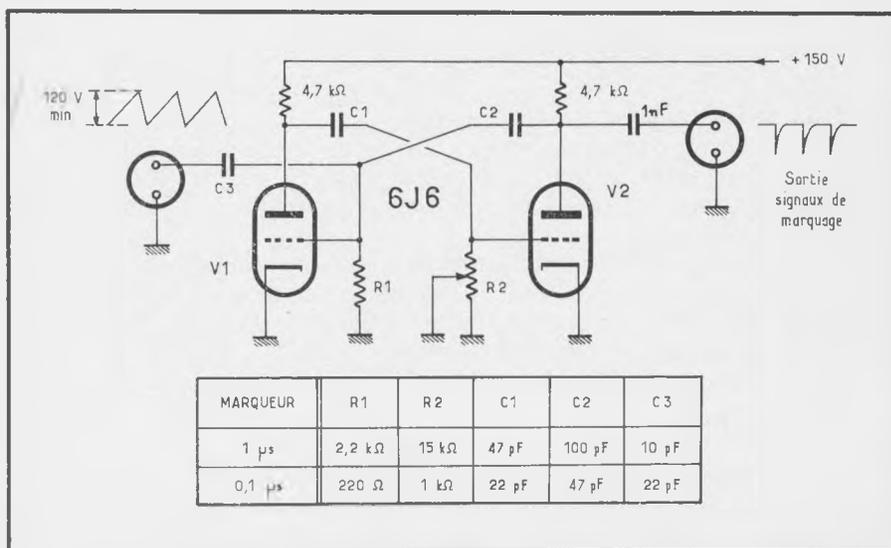


Fig. 11-17. — Schéma de principe d'un marqueur à multivibrateur synchronisé.

A noter qu'il ne saurait être question d'envisager une commutation quelconque des éléments du multivibrateur dont le câblage sera réalisé au plus court.

Pratiquement, on sera amené à utiliser deux tubes, l'un réservé au marqueur $1 \mu\text{s}$ et l'autre au marqueur $0,1 \mu\text{s}$, le choix des fréquences de fonctionnement étant obtenu par commutation de la H. T. sur les étages intéressés.

Il est du reste recommandé d'installer l'ensemble sur un support isolant, de manière à réduire les inévitables capacités parasites dont la présence, autrement, pourrait empêcher le montage d'osciller à la fréquence supérieure (10 MHz).

Précisons encore que les impulsions obtenues à la sortie de ces deux multivibrateurs étant de polarité négative, il convient donc de les appliquer au wehnelt du tube cathodique.

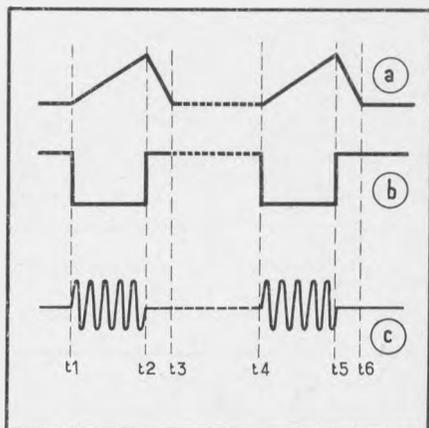


Fig. 11-18. — Les signaux de commande (b) d'un oscillateur à déclenchement doivent être d'une durée égale à l'aller du balayage (a).
En c, signaux de marquage obtenus.

Si l'on veut obtenir un fonctionnement satisfaisant de l'ensemble, on se souviendra que, d'une part l'amplitude des tops de déclenchement (ou des dents de scie), appliqués au montage ne doit pas être inférieure à 120 V c. à c. et que, d'autre part, il est nécessaire de stabiliser la source H. T. d'alimentation.

A toutes fins utiles signalons que l'on pourra prélever les dents de scie de déclenchement — dont la polarité doit être négative — au niveau de l'étage de sortie de l'amplificateur de balayage.

Les oscillateurs à déclenchement.

Nous l'avons vu, les multivibrateurs synchronisés se trouvent quelque peu limités en fréquence. Or, il est des applications où il est indispensable de pouvoir faire appel à des signaux de marquage à fréquence très élevée.

Dans ce cas, les multivibrateurs synchronisés ne pouvant convenir, on leur préfère les oscillateurs à déclenchement avec lesquels des fréquences de l'ordre de 100 MHz ($0,01 \mu\text{s}$) peuvent être assez aisément obtenues.

Ces types de marqueurs, devant être déclenchés à partir des signaux de la base de temps d'un oscilloscope, nécessitent des créneaux de commande

d'une certaine amplitude (10 V c. à c.), de polarité négative et d'une durée égale à l'aller du balayage (fig. 11-18).

De conception simple, les marqueurs de ce type mettent en œuvre un oscillateur E. C. O. (fig. 11-19) dont l'élément actif est constitué par le tube V2, associé à l'ensemble L1-C1 accordé sur la fréquence de fonctionnement désirée.

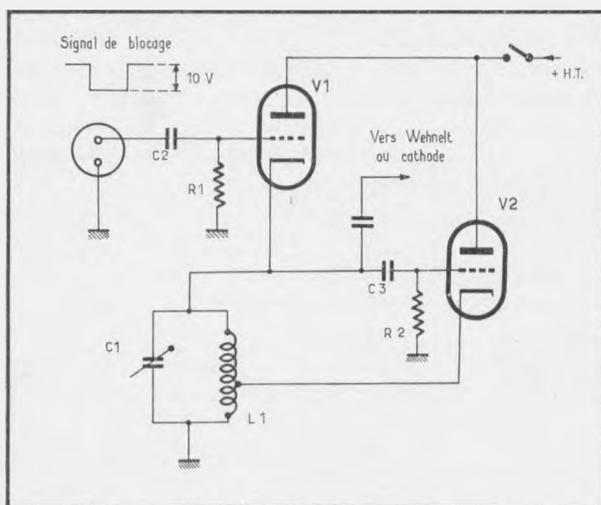


Fig. 11-19. — Schéma de principe d'un oscillateur à déclenchement.

Le tube, V1, destiné à commander cet oscillateur, est branché en parallèle sur le circuit L1-C1 ; son rôle peut se résumer comme suit : en l'absence de signal négatif (constitué par le créneau issu de la base de temps) V1, étant conducteur, amortit le circuit oscillant L1-C1 auquel il est branché, empêchant ainsi l'entrée en oscillation du montage.

Par contre, lorsqu'un créneau négatif est appliqué sur la grille de V1, l'étage est bloqué et le tube ne débite plus. En conséquence, le circuit L1-C1 n'étant plus amorti, celui-ci, avec le concours de V2, se met à osciller.

Comme le signal de blocage appliqué à V1 est d'une durée égale à l'aller du balayage, l'oscillation démarre donc en phase avec lui (cf. fig. 11-18 : instants t_1 à t_2 , t_3 à t_4 ...).

Venons-en maintenant au schéma pratique. Celui-ci est donné par la figure 11-20, où l'on retrouve les grandes lignes du montage théorique précédemment examiné.

Ici, les tubes V1 et V2 sont constitués par les deux sections d'une double triode, genre 12 A T 7, prévue pour fournir une oscillation énergétique.

Le montage se trouve complété par un contacteur à deux circuits — trois positions — grâce auquel il est possible de choisir entre trois fréquences de marquage : 1 MHz, 10 MHz et 20 MHz, qui se traduisent par des signaux espacés respectivement de 1 μ s, 0,1 μ s, et 0,05 μ s.

Bien entendu, toute autre fréquence de marquage pourrait être obtenue grâce à l'emploi de bobinages présentant des caractéristiques différentes de ceux utilisés.

LA PRATIQUE DES MARQUEURS.

Pour illustrer ce qui va suivre, nous avons utilisé l'oscillateur à déclenchement de la figure 11-20, grâce auquel nous avons obtenu les divers oscillogrammes reproduits ci-après.

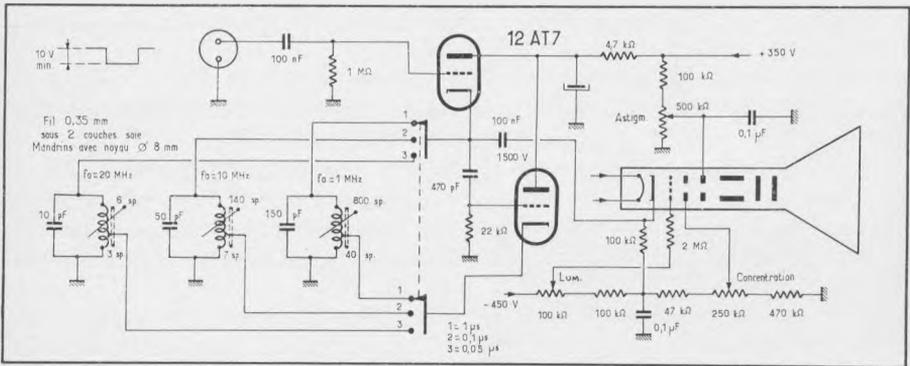


Fig. 11-20. — Exemple de réalisation pratique d'un marqueur à oscillateur déclenché, fournissant des signaux espacés de 1 μ s, 0,1 μ s et 0,05 μ s.

Afin de mieux comprendre le mécanisme de marquage des signaux observés, repartons-nous, tout d'abord, au dessin de la figure 11-21, montrant de quelle façon le découpage de la trace lumineuse peut se faire à partir des sinusoïdes, envoyées ici sur le wehnelt du tube cathodique.

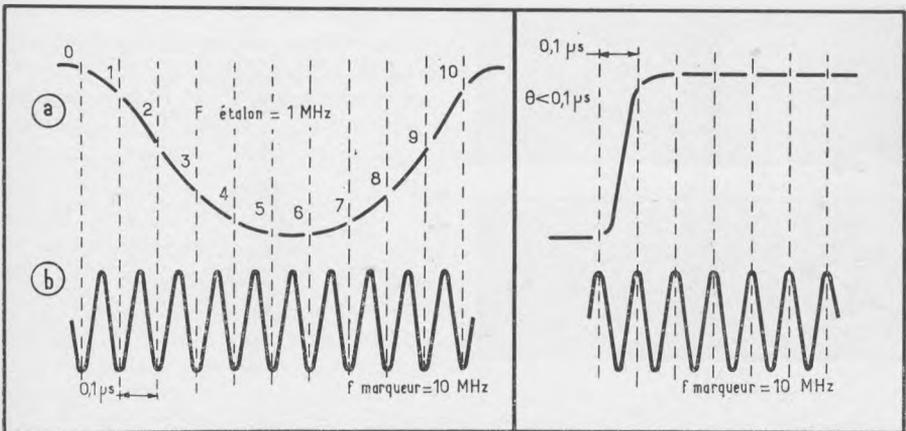


Fig. 11-21 (à gauche). — Principe du marquage d'un signal au moyen d'une onde sinusoïdale.

Fig. 11-22 (à droite). — Emploi d'un marqueur pour la détermination du temps de montée d'un signal.

Sur ce dessin, sont reproduits deux signaux avec, en *a*, celui apparaissant sur l'écran du tube et, en *b*, celui appliqué au wehnelt.

Comme on peut le constater, ce sont les pointes extrêmes des alternances négatives qui viennent découper en pointillé la trace du signal examiné, dont la fréquence a été intentionnellement choisie dans un rapport de dix avec celle du marqueur.

Si donc on suppose que $F = 1$ MHz (fréquence du signal observé) et que $f = 10$ MHz (fréquence du marqueur) — ce qui revient à dire que f est le multiple 10 de F — nous aurons alors dix interruptions du tracé lumineux de la courbe reproduite figure 11-21 *a*.

Une précision cependant : étant donné que les intervalles de temps se comptent de point noir à point noir, on devra en fait dénombrer non pas dix mais bien *onze* interruptions du tracé lumineux observé.

Ce procédé de marquage peut également être utilisé à d'autres fins et notamment pour mesurer le temps d'établissement d'un phénomène rapide dont la mesure — même avec une base de temps étalonnée — n'offrirait pas la même commodité. Cette utilisation est illustrée par le dessin de la figure 11-22.

Voyons maintenant comment se présentent les choses en pratique, et tout d'abord comment se matérialise sur l'écran du tube cathodique la modulation d'intensité du faisceau lumineux, en l'absence de signal appliqué à l'amplificateur vertical.



Fig. 11-23, 11-24, 11-25. — Aspect du faisceau lumineux modulé en intensité respectivement par un marqueur de $1 \mu\text{s}$, $0,1 \mu\text{s}$ et $0,05 \mu\text{s}$ (de haut en bas).

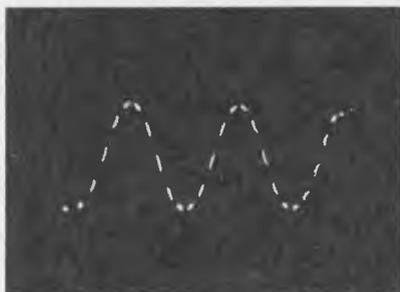
La réponse nous est donnée par les oscillogrammes des figures 11-23, 11-24 et 11-25, relevés — précisons-le — sans modification de la vitesse de balayage entre les prises de vues et qui nous montrent respectivement la modulation du faisceau lumineux sous l'effet d'un marqueur de $1 \mu\text{s}$, $0,1 \mu\text{s}$ et $0,05 \mu\text{s}$.

Grâce à cet exemple, on se rend compte que la fréquence du marqueur doit avoir un certain rapport avec la vitesse de balayage ; lorsque ce rapport n'est pas observé, les points d'identification risquent de devenir trop ou pas assez nombreux pour permettre la mesure facile de la durée des phénomènes.

UTILISATION PRATIQUE.

Dès que l'on connaît avec assez de précision la fréquence de découpage des signaux issus d'un marqueur — ou, en d'autres termes, la durée des espaces séparant les points du tracé lumineux — il est relativement facile de déterminer la durée d'un phénomène.

Fig. 11-26. — Détermination de la fréquence d'un signal à l'aide d'un marqueur 01, μs .



Surtout lorsque l'on a affaire à un oscillateur de déclenchement ; dans ce cas, en effet, les signaux délivrés étant sinusoïdaux — donc de symétrie rigoureuse — les intervalles de temps (mesurés de point noir à point noir, ou, au contraire, de point brillant à point brillant) étant identiques, aucune erreur de mesure n'est possible.

Prenons, par exemple, le signal de la figure 11-26 et supposons que nous en ignorions la fréquence, mais que nous connaissions la valeur de l'écart séparant les divers points lumineux de marquage, soit $0,1 \mu\text{s}$.

Comme on dénombre dix interruptions du tracé lumineux pour une période complète du signal, nous pouvons en déduire que ce dernier a une durée de $10 \times 0,1 = 1 \mu\text{s}$.

Sa fréquence nous est donnée par la formule $N = 1/T$. Dans l'exemple choisi, $T = 1 \mu\text{s}$ (soit $1/1\,000\,000$ s), par suite $N = 1$ MHz.

L'utilisation des marqueurs, on s'en doute, ne se limite pas à la seule mesure des fréquences. Ainsi que nous l'avons déjà précisé, leur emploi s'avère très commode, dès qu'il s'agit de mesurer avec précision le temps d'établissement ou la durée de certains signaux à manifestation particulièrement rapide. Deux illustrations intéressantes nous en sont fournies par les oscillogrammes de la figure 11-27 où, grâce à l'emploi alterné d'un marqueur de $1 \mu\text{s}$ (a) puis de $0,1 \mu\text{s}$ (b) il est possible de connaître avec précision les durées des parties caractéristiques du signal.

L'emploi de marqueurs se révèle également fort commode lorsque l'on

est appelé à toucher à la commande de gain de l'amplificateur horizontal d'un oscilloscope pour obtenir un effet de loupe électronique.

Dans ce cas, l'étalonnage de la base de temps se trouvant modifié, il est souvent malaisé de connaître la vitesse apparente réelle du balayage.

Avec un marqueur, semblable inconvénient, est évidemment ignoré, témoins les oscillogrammes de la figure 11-28. C'est ainsi qu'en *a*, on peut voir un signal à 100 kHz, observé avec une vitesse de balayage de $5 \mu\text{s}/\text{cm}$ et un marqueur de $0,05 \mu\text{s}$; en *b* et *c*, il s'agit du même signal (respectivement flanc avant et flanc arrière), examiné à la loupe électronique.

Compte tenu de l'utilisation du marqueur, il est évident que l'examen de l'oscillogramme est grandement facilité par l'étalement de la trace que l'on peut ajuster au mieux des nécessités, sans avoir pour autant besoin de se soucier d'un quelconque contrôle de l'étalonnage de la vitesse du balayage.

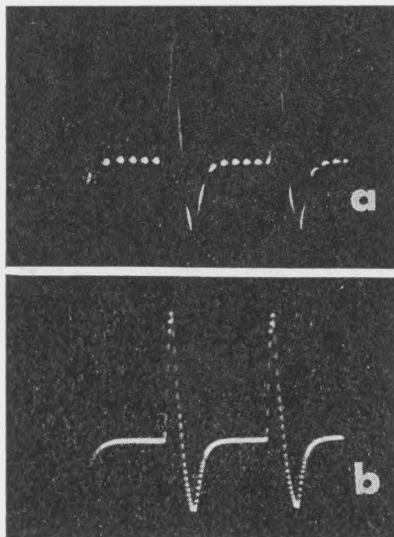


Fig. 11-27. — Mesure de la fréquence de récurrence d'un phénomène à l'aide d'un marqueur $1 \mu\text{s}$ (a) et détermination des temps de commutation au moyen d'un marqueur $0,1 \mu\text{s}$ (b).

C'est là, on s'en doute, un agrément auquel on aurait tort de renoncer étant donné la simplicité des moyens mis en œuvre.

DISPOSITIF DE SURBRILLANCE.

L'observation, sur l'écran d'un oscilloscope, de signaux à récurrence faible et à temps de commutations rapides, se heurte la plupart du temps à une difficulté d'inscription lumineuse.

En effet, dans les parties de l'image où le spot se déplace à très grande vitesse, la trace observée est, en général, assez peu visible.

Pour la faire apparaître, on est donc obligé de pousser la luminosité, ce qui se traduit le plus souvent par un empâtement de l'image, sans que

pour autant les parties intéressantes voient leur luminosité devenir satisfaisante.

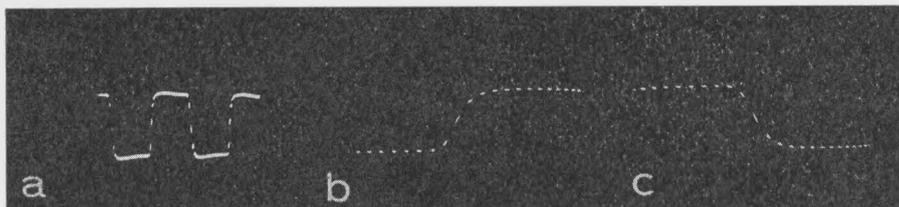


Fig. 11-28. — Avec un marqueur, il est possible d'étaler la trace observée sans avoir à se soucier de la vitesse apparente de balayage.

Une solution consiste à faire appel à un tube cathodique à post-accélération, dont la luminosité est supérieure à celle d'un tube classique. Mais, même dans ce cas, les résultats obtenus ne sont pas toujours parfaits.

D'autres procédés permettent heureusement de sortir de cette impasse, dont celui illustré par le schéma de principe de la figure 11-29 et qui a pour lui le mérite de la simplicité... et de l'efficacité.

Ce dispositif se compose en effet purement et simplement de deux condensateurs (C1 et C2) de faible valeur, permettant, par le jeu du contacteur K1, de relier le wehnelt du tube cathodique à l'une ou à l'autre plaque de déflection verticale.

Le fonctionnement en est des plus simples : supposons qu'à l'entrée de l'amplificateur Y nous appliquions une impulsion positive, à flanc très raide (A).

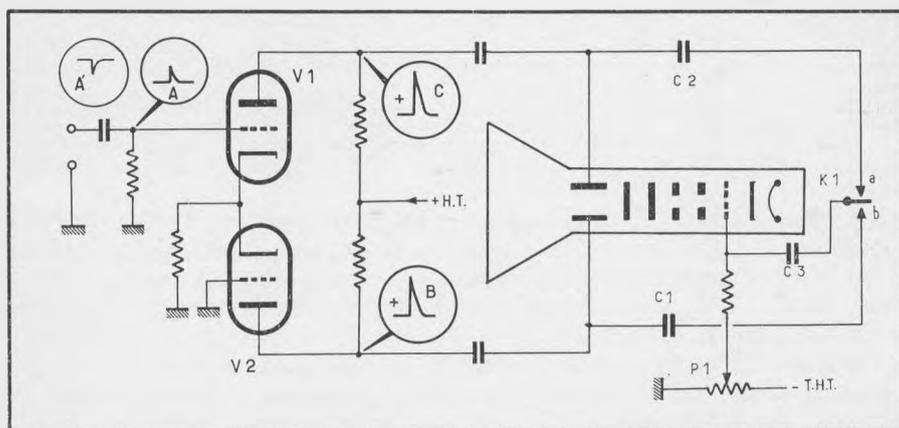


Fig. 11-29. — Schéma de principe d'un circuit de surbrillance et polarité des signaux disponibles en divers points de montage.

au principe de fonctionnement du dispositif de surbrillance ; seules les polarités des signaux se trouvent inversées par rapport au montage précédent.

Que dire d'un tel circuit si ce n'est qu'il permet d'améliorer considérablement les conditions d'observation des phénomènes examinés ; et cela, d'autant plus que l'amplitude des signaux observés est grande et que ses temps de commutation sont rapides.

Fig. 11-31. — En *a*, impulsion à front raide observée sans le concours du montage de la figure 11-30. En *b*, aspect de la même impulsion obtenue avec le circuit de surbrillance.

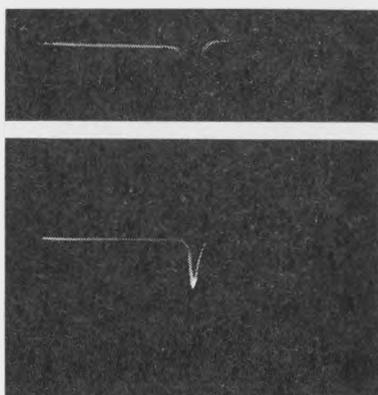
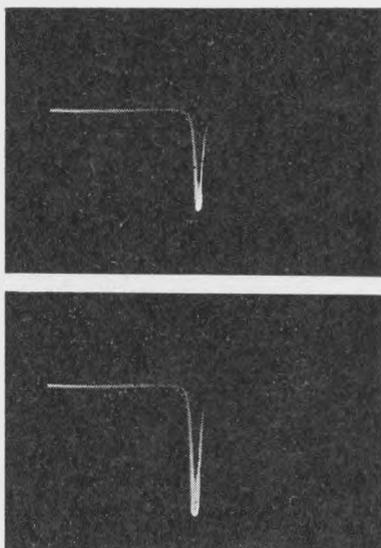


Fig. 11-32. — L'amélioration de la luminosité est directement fonction de l'amplitude des signaux observés.

On en aura une idée en se reportant notamment aux oscillogrammes de la figure 11-31. Ainsi, en *a*, nous avons photographié une impulsion négative à flanc raide, observée sans faire appel au dispositif de surbrillance : l'oscillogramme est à peine visible.

En *b*, on est en présence du même phénomène (même amplitude), mais observé au moyen d'un signal de surbrillance obtenu dans les conditions définies ci-dessus. Cette fois le signal est nettement visible.

Cette amélioration ne fait d'ailleurs que se préciser au fur et à mesure que l'on augmente l'amplitude de l'impulsion examinée (fig. 11-32) (*a* et *b*).

Les oscillogrammes de la figure 11-33 mettent en évidence une autre possibilité du montage : celle d'opérer une sélection au sein d'un signal comportant des impulsions à double polarité.

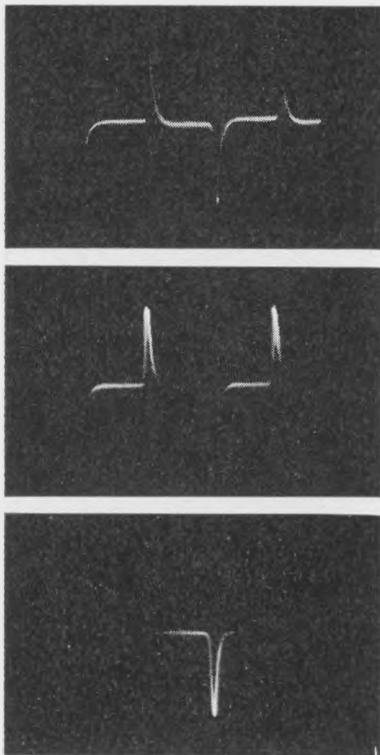


Fig. 11-33. — En *a*, signal observé sans surbrillance. En *b* et *c*, mise en valeur des pointes positives et négatives du même signal grâce au montage de la figure 11-30.

Comme on peut le constater sur cette photographie, réalisée pourtant en poussant fortement la luminosité, les flancs de montée et de descente du signal sont à peine visibles.

Par contre, sitôt que le dispositif de surbrillance est mis en service (fig. 11-33 *b* et 11-33 *c*), il n'en est plus de même et l'on est même obligé de réduire la luminosité (ce qui explique l'atténuation des paliers horizontaux afin d'éviter un « écrasement » des pointes du signal).

Par le jeu du contacteur K1, on peut mettre l'accent soit sur les pointes positives (fig. 11-33 *b*), soit sur les pointes négatives (fig. 11-33 *c*) du signal.

CINQUIÈME PARTIE

LES COMMUTATEURS ÉLECTRONIQUES

De loin les plus évolués de tous les accessoires pouvant être utilisés en liaison avec les oscilloscopes, les commutateurs électroniques sont aussi ceux qui permettent d'élargir le plus le champ d'application de ces appareils.

Grâce à eux en effet, il est possible de procéder à l'observation simultanée de plusieurs signaux sur n'importe quel type d'oscilloscope considéré.

Cependant comme les signaux à examiner doivent passer par l'intermédiaire des circuits de commutation, certaines règles, relatives à la bande passante, au gain, à la distorsion... doivent être observées, si l'on ne veut pas que les performances des oscilloscopes, avec lesquels ils sont employés, se trouvent altérées.

D'où un certain nombre de montages, plus ou moins évolués, à tubes et à transistors, que nous allons maintenant passer en revue.

CHAPITRE XII.

PRINCIPE DES COMMUTATEURS ÉLECTRONIQUES

Avant de passer à l'étude de montages pratiques, il est nécessaire d'effectuer un bref rappel de la théorie de fonctionnement. Pour cela, examinons le dessin de la figure 12-1, où, dans le cadre en pointillé, ont été schématisés les circuits d'un commutateur électronique classique.

Un tel appareil se compose essentiellement de deux amplificateurs semblables (A1 et A2), ayant une sortie commune destinée à être reliée à l'entrée Y d'un oscilloscope.

Afin d'assurer la transmission alternée des signaux à visualiser — signaux appliqués respectivement aux entrées E1 et E2 des deux amplificateurs — on bloque à tour de rôle ces derniers ; cela est réalisé au moyen de signaux rectangulaires, représentés en S1 et S2, signaux fournis par un multivibrateur et appliqués en opposition de phase aux amplificateurs commandés A1 et A2.

Ainsi, bien que recevant en permanence les signaux à examiner, les deux amplificateurs du commutateur électronique ne les transmettent qu'à tour de rôle, et ce à une cadence déterminée par la fréquence des signaux issus du multivibrateur.

Les formes d'ondes à observer ne sont donc pas transmises en permanence, mais alternativement, les signaux correspondants visualisés sur l'écran de l'oscilloscope étant en fait constitués de la mise bout à bout d'un certain nombre de petits segments lumineux.

Ce fonctionnement est illustré par le dessin de la figure 12-2. A noter cependant que les divers tracés lumineux se succédant sur l'écran à une vitesse très grande — supérieure à la persistance rétinienne — le découpage en « pointillé » matérialisant le tracé des deux signaux *b* et *c* échappe en fait à l'observateur qui ne voit en pratique que deux traces continues.

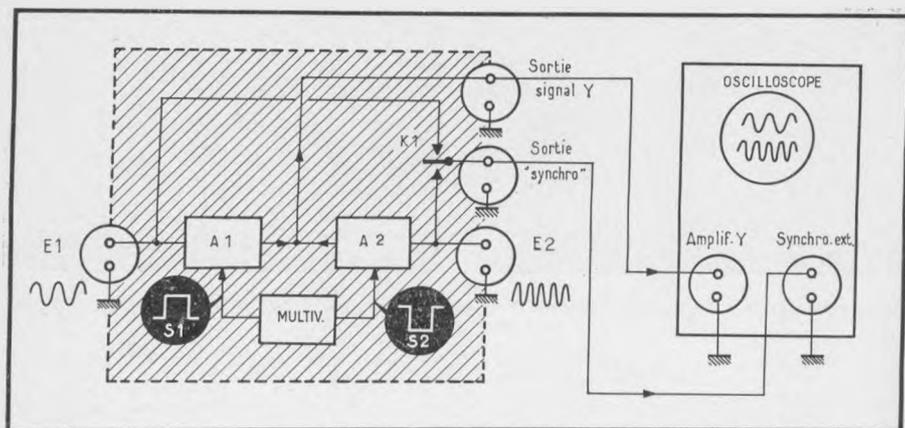


Fig. 12-1. — Schéma de principe d'un commutateur électronique et branchements à effectuer sur l'oscilloscope de contrôle.

Toutefois, pour qu'il en soit ainsi, encore faut-il que la fréquence des signaux de découpage soit très différente de celle des signaux de la base de temps et qu'aucun d'eux ne soit un multiple de l'autre.

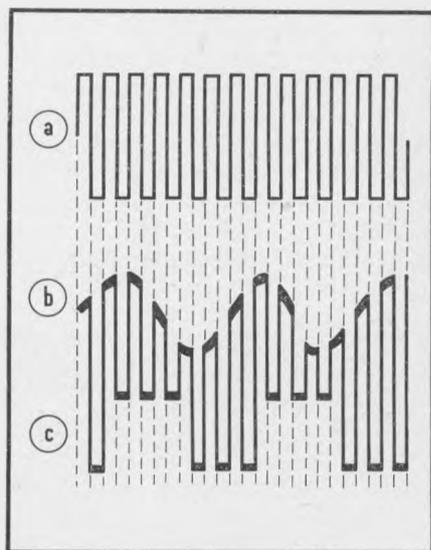


Fig. 12-2. — Illustration du fonctionnement alterné d'un commutateur électronique.

L'oscillogramme de la figure 12-3 montre ce qui se passe lorsque la fréquence de découpage est un multiple entier des signaux observés : les images apparaissent alors en pointillé.

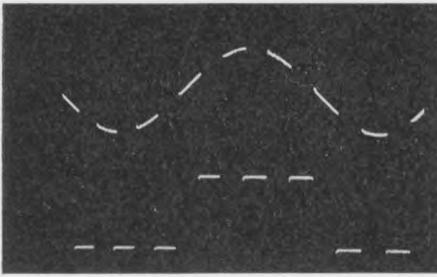


Fig. 12-3 (à gauche). — Image observée lorsque la fréquence de découpage est un multiple de celle des signaux observés.

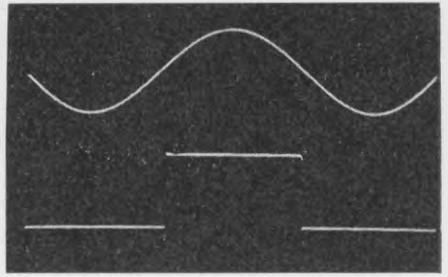


Fig. 12-4 (à droite). — Le tracé n'apparaît en continu que si la fréquence de découpage est sans rapport avec celle des signaux visualisés.

Ce n'est que lorsque cette fréquence est sans rapport avec celle des signaux observés que leur tracé est continu (fig. 12-4). Il en est de même lorsque la fréquence de découpage est égale à la moitié de la fréquence de balayage (fig. 12-5). Par contre, lorsque la fréquence de découpage est le double de la fréquence de balayage, les deux signaux observés apparaissent côte à côte (fig. 12-6). Cette anomalie ne doit pas être confondue avec celle que l'on peut observer lorsque la fréquence de découpage est dans un rapport double de celle des signaux examinés (fig. 12-7).

Ces différents exemples montrent la nécessité d'un réglage de la fréquence des signaux rectangulaires de commutation, à moins que l'on ait affaire, ainsi que nous le verrons plus loin, à un montage permettant d'ajuster automatiquement la fréquence de découpage à la moitié de la valeur de celle de balayage.

Par ailleurs on notera que l'on doit éviter de synchroniser la base de temps de l'oscilloscope sur les signaux de blocage engendrés par le multivibrateur de commutation. Pour cette raison l'entrée « Synchro-externe » de l'oscilloscope doit être utilisée et reliée à l'une des deux sources de modulation ; cela est réalisé, dans le cas du schéma de la figure 12-1 au moyen du contracteur K1.

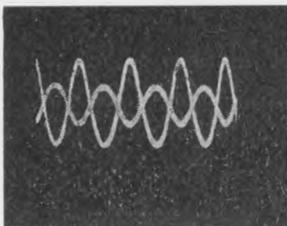


Fig. 12-5 (à gauche). — Image observée lorsque la fréquence de découpage est égale à la moitié de la fréquence de balayage : les deux signaux sont parfaitement reproduits.

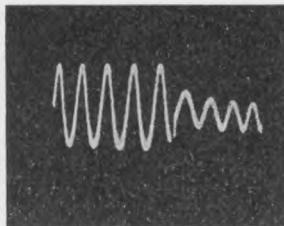


Fig. 12-6 (au centre). — Lorsque la fréquence de découpage est le double de la fréquence de balayage, les deux signaux observés sont représentés côte à côte.

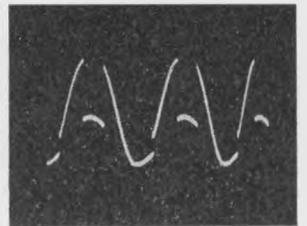


Fig. 12-7 (à droite). — Anomalie résultant d'une fréquence de découpage étant dans un rapport double de celle des signaux examinés.

montage entre spontanément en oscillation et à une fréquence qui peut être ajustée — pour les raisons évoquées au paragraphe précédent — au moyen du potentiomètre double P4.

Le blocage et le déblocage alternés des tubes amplificateurs de voies sont assurés, par action simultanée sur les cathodes et les grilles supprimeuses de V1 et V2, au moyen des signaux rectangulaires apparaissant sur les anodes de V3 et V4.

Ainsi, quand un créneau positif est disponible sur l'anode de V3, le tube V1 est rendu conducteur : les signaux appliqués sur l'entrée E1 sont alors amplifiés par ce tube et transmis, *via* les bornes de sortie, vers l'amplificateur vertical de l'oscilloscope de contrôle. Dans le même temps, un créneau négatif étant appliqué aux électrodes de commande de V2, ce tube est bloqué et les signaux appliqués sur sa grille ne sont pas transmis.

Lors du basculement du multivibrateur, les phénomènes s'inversant, c'est au tour de V2 de devenir conducteur, tandis que V1 se bloque : cette fois c'est donc le signal appliqué à l'entrée E2 qui apparaît sur l'écran de l'oscilloscope.

Notons en passant, qu'entre autres avantages, un commutateur élec-

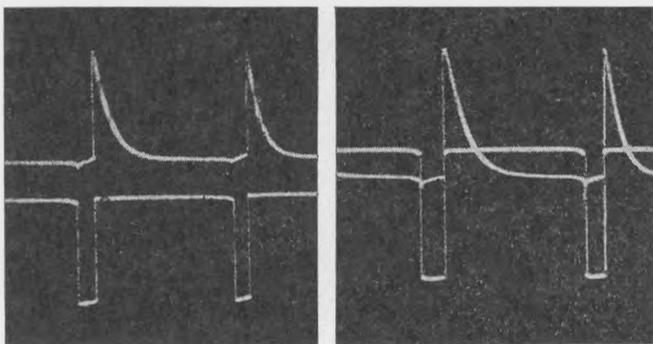


Fig. 12-9. — Oscillogrammes illustrant l'intérêt d'une commande permettant la superposition des traces.

tronique peut permettre de passer la composante continue des phénomènes observés.

Il suffit pour cela de ne prévoir aucun condensateur de liaison entre les bornes d'entrée des voies et les grilles de commande des étages correspondants, ce qui est précisément le cas du montage de la figure 12-8. Et cela, même si l'on est amené à placer une capacité de couplage en série aux bornes de sortie du commutateur. En effet, n'oublions pas que les tensions continues, par le jeu du découpage électronique, sont transformées en signaux rectangulaires — c'est-à-dire alternatifs — donc pouvant parfaitement être transmis par une capacité de liaison.

S'il est inutile de préciser le rôle de P1 et P2, par contre indiquons que P3 est utilisé pour jouer sur la position relative des deux traces lumineuses observées sur l'écran. Etant donné que les tensions sur les écrans de V1 et V2 sont modifiées en sens inverse par action sur le potentiomètre P3, il est aisé de se rendre compte que lorsque le potentiel d'écran de l'un des tubes s'élève, celui de l'autre s'abaisse, et *vice-versa*. Le courant d'anode des tubes suivant la même variation on comprend qu'il soit ainsi possible de modifier — en fonction du tube considéré — la *d. d. p.* en continu aux

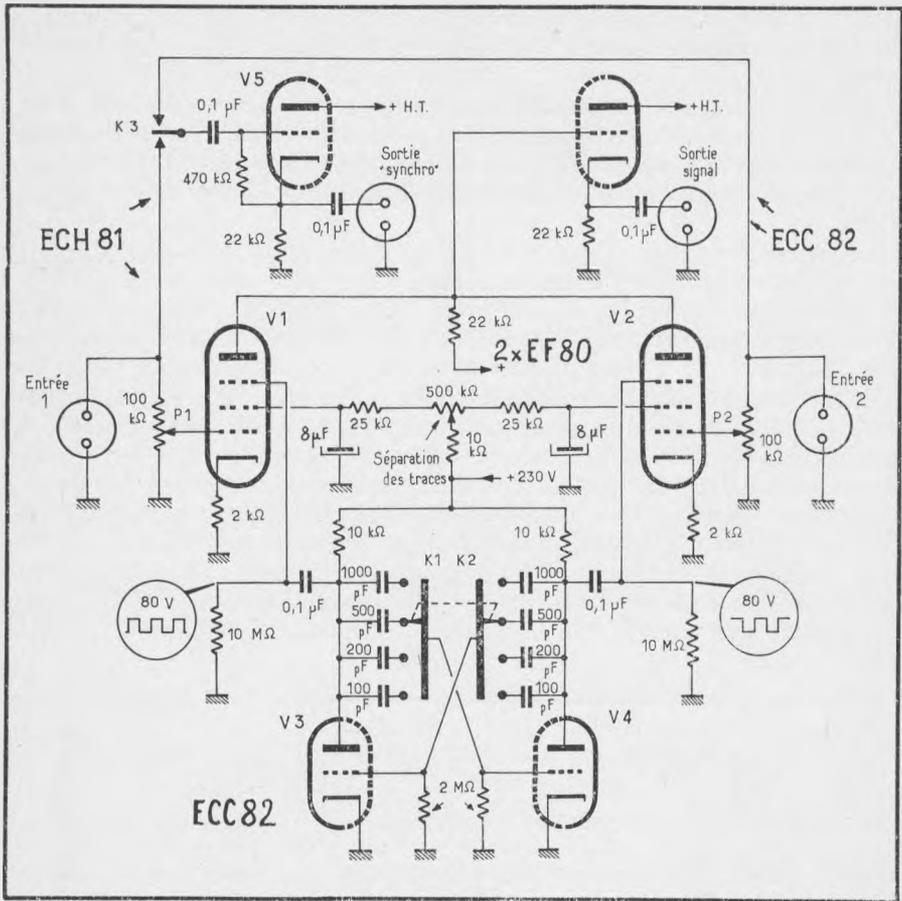


Fig. 12-10. — Autre type de commutateur électronique, équipé de deux étages de couplage à basse impédance.

bornes de la résistance commune (22 kΩ) d'anode de V1 et V2. Cette différence de potentiel se trouvant transmise à l'amplificateur vertical de l'oscilloscope, on peut donc jouer, en définitive, sur la position relative des deux traces et les amener ou non en coïncidence (fig. 12-9).

Un mot encore à propos des signaux destinés à la synchronisation de la base de temps de l'oscilloscope : ces derniers sont tout simplement prélevés au niveau des deux entrées, E1 et E2, d'où on les transmet ensuite à la borne « synchronisation externe » de l'oscilloscope utilisé.

MONTAGE AMÉLIORÉ

Légèrement différent, le montage de la figure 12-10 présente quelques perfectionnements sur le schéma que nous venons rapidement d'analyser.

Ceux-ci portent essentiellement sur l'étage multivibrateur fournissant les signaux de synchronisation et d'attaque de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope.

Ainsi, la fréquence du multivibrateur peut être ajustée au moyen d'un contacteur double (K1-K2) permettant de modifier la fréquence de récurrence des signaux engendrés, sans changer la valeur des résistances de grille de V3 et V4, utilisés pour fournir les signaux de commutation.

La deuxième amélioration consiste en l'utilisation d'un étage « tampon » (V5) évitant, étant donné sa grande impédance d'entrée, de charger inutilement la voie sur laquelle on prélève les signaux de synchronisation. Cette fois on remarquera que la sélection s'effectue au moyen d'un contacteur (K3), évitant d'avoir à jouer avec les cordons de liaison.

La dernière amélioration concerne enfin le circuit de liaison vers l'oscilloscope. Etant donné qu'une certaine longueur de fil blindé doit être utilisée entre la sortie du commutateur et l'entrée de l'oscilloscope — ce qui ne va pas sans inconvénients pour l'acheminement des fréquences élevées — on a employé un étage de couplage à basse impédance, dont la grille est directement reliée à la résistance de charge commune à V1 et V2.

Le schéma de la figure 12-11, qui est une variante de celui de la figure 12-10, constitue en fait un pas vers la simplification. Ici, en effet, la variation par bonds de la fréquence des signaux de commutation est

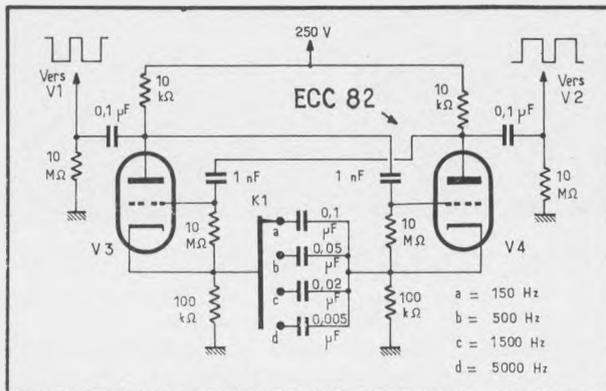


Fig. 12-11. — Variante du multivibrateur de commande utilisé dans le montage de la figure 12-10. La variation de fréquence est obtenue au moyen d'un contacteur à un seul circuit permettant de modifier la valeur des condensateurs de couplage utilisés dans les circuits de cathode.

réalisée au moyen d'un contacteur à un seul circuit (K1). Cet « allègement » est rendu possible grâce à la modification des circuits de base du multivibrateur de commande, qui est du type à couplage cathodique.

MONTAGES A TRANSISTORS.

Afin de mieux comprendre le fonctionnement du premier montage transistorisé que nous proposons, nous nous reporterons tout d'abord à son

schéma analogique de la figure 12-12, où les contacts K1 et K2 — commandés mécaniquement — sont manœuvrés de telle sorte que, quand K1 est ouvert par exemple, K2 est fermé et *vice-versa*.

Supposons, pour commencer, que nous appliquions aux bornes de l'entrée E1 un signal d'amplitude donnée — soit A_1 (entrée) ce signal — et que le contact K1 soit ouvert. Dans ces conditions, nous allons obtenir, aux bornes de sortie du montage, un signal A_1 (sortie) qui sera de la forme :

$$A_1 \text{ (sortie)} = \frac{R_4}{R_1 + R_3 + R_4} \cdot A_1 \text{ (entrée)} \quad (1)$$

signal dont l'amplitude sera inférieure à celle du signal d'entrée.

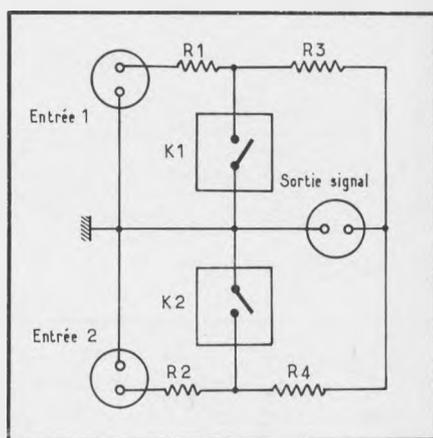


Fig. 12-12. — Schéma de principe d'un commutateur électronique à court-circuit.

Quand ce sera au tour du contact K2 d'être ouvert, le signal appliqué aux bornes de l'entrée E2 — soit A_2 (entrée) ce signal — se retrouvera seul aux bornes de sortie du montage ; il sera de la forme :

$$A_2 \text{ (sortie)} = \frac{R_3}{R_2 + R_3 + R_4} \cdot A_2 \text{ (entrée)} \cdot \quad (2)$$

Ainsi donc, de même que dans le cas précédent, le signal de sortie commuté sera d'amplitude inférieure à celle du signal d'entrée. Toutefois, sur le plan pratique, cette atténuation n'est guère gênante, ce léger inconvénient étant largement compensé par la simplicité du montage.

Dans la réalité, les interrupteurs K1 et K2 sont en effet simplement remplacés par deux transistors T1 et T2 (fig. 12-13). Ceux-ci, qui sont des *p-n-p* sont commandés sur leurs bases par des signaux rectangulaires — représentés en A et B — déphasés entre eux de 180° , permettant de bloquer et de débloquer alternativement T1 et T2.

En ce qui concerne la bande passante on notera que, du côté des fréquences élevées, une limitation existe, due à la fois aux capacités parasites émetteur-base des transistors utilisés et aux résistances R1 à R4 placées en série avec le signal à transmettre.

Précisons cependant que des fréquences de l'ordre de 100 kHz peuvent être transmises sans atténuation notable, ce qui permet de faire face à tous les problèmes pouvant se poser en B. F.

A noter que la fréquence maximale des signaux rectangulaires de commutation se situe aux environs de 30 kHz. Quant aux résistances R1 et R2, montées en série entre les entrées et les émetteurs de T1 et T2, elles déterminent le taux de diaphonie entre les deux voies : en les prenant égales à 10 kΩ, la rejection est de l'ordre de 30 dB, ce qui s'avère suffisant en pratique.

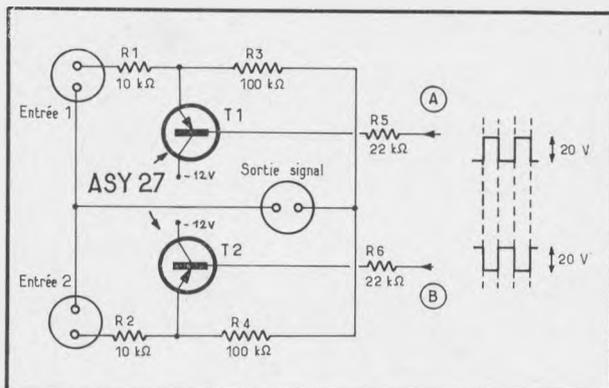
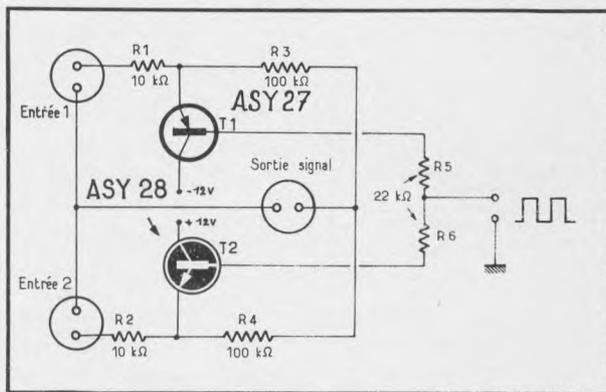


Fig. 12-13. — Transistorisation du montage de la figure 12-12 commandé à partir de signaux rectangulaires déphasés de 180°.

Fig. 12-14. — Variante du montage précédent, permettant l'utilisation d'une seule source de signaux rectangulaires.



Lorsque le montage est en fonctionnement, des transitoires de commutation apparaissent sur les émetteurs de T1 et T2, dont l'amplitude peut osciller entre 100 mV et 300 mV. Leur action sur les traces observées est négligeable lorsque l'oscilloscope utilisé est un modèle à liaisons directes.

Si l'on a affaire à un oscilloscope à couplages par condensateurs, il se peut que l'on observe une surcharge de l'amplificateur vertical sous l'effet des transitoires de commutation. Le remède consiste alors à réduire l'amplitude des signaux de commutation jusqu'à ce que la surcharge disparaisse ;

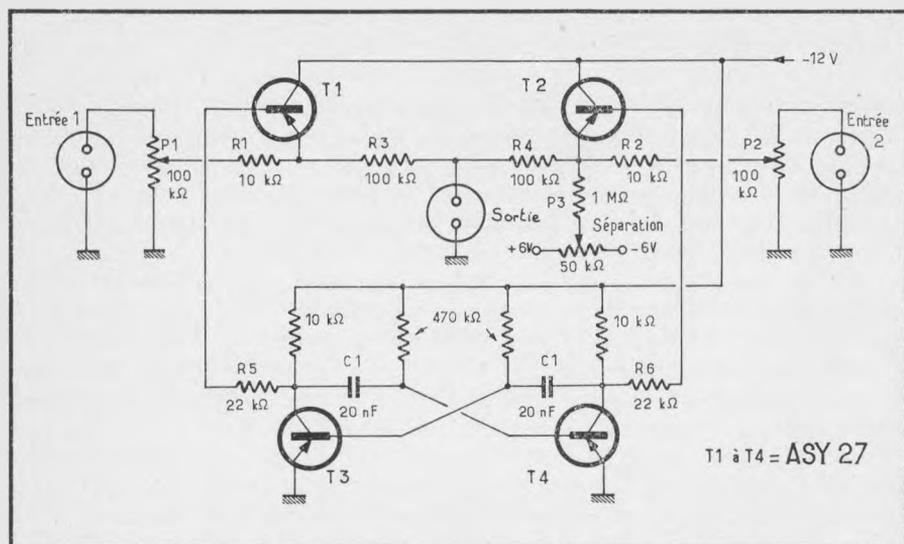


Fig. 12-15. — Schéma pratique d'un commutateur électronique transistorisé dérivant du montage de base de la figure 12-13.

un compromis doit être observé car, en dessous d'une certaine valeur, les signaux de commutation appliqués aux bases de T1 et T2 deviennent incapables de bloquer ou de débloquer complètement les transistors.

Quand l'un des transistors du schéma de la figure 12-13 est rendu conducteur, la source du signal appliqué aux bornes de l'entrée correspondante se trouve chargée par une impédance de 10 k Ω ; quand ce même transistor est bloqué — ce qui correspond à la transmission du signal à l'entrée verticale de l'oscilloscope — la source est alors chargée par une impédance voisine de 200 k Ω , ce qui est favorable pour la transmission du phénomène électrique observé.

Notons encore que la valeur des résistances R1 et R2 pourrait, le cas échéant, être augmentée si, par exemple, on constatait une déformation des signaux apparaissant sur l'écran de l'oscilloscope. Cependant on est assez rapidement limité dans cette voie, car la bande passante du montage tombe alors très vite du côté des fréquences élevées.

Bien que fonctionnant parfaitement, le montage de la figure 12-13 réclame néanmoins des signaux rectangulaires de commutation, déphasés entre eux de 180°. Cet impératif risquant de soulever quelques difficultés dans le cas de l'utilisation de ce circuit en liaison avec un générateur de signaux rectangulaires classique, on peut avoir intérêt à réaliser le montage de la figure 12-14 mettant en œuvre un transistor *p-n-p* (T1) et un transistor *n-p-n*. (T2).

Avec ce montage on peut en effet faire appel à un générateur de signaux rectangulaires existant, le transistor T1 étant rendu conducteur par les alternances positives du signal de commutation et le transistor T2 étant bloqué par les mêmes alternances.

MONTAGE AUTONOME

Comme il peut être plus intéressant de disposer d'un montage parfaitement autonome, nous donnons, figure 12-15, le schéma d'un commutateur complet, c'est-à-dire comportant un multivibrateur de commande : ce dernier, mettant en œuvre les transistors T3 et T4, fonctionne sur une fréquence voisine de 6 kHz. Celle-ci pourrait être modifiée le cas échéant en jouant sur les valeurs de C1 et C2.

Avec le schéma de la figure 12-16 nous abordons un autre type de commutateur électronique, de réalisation également fort simple, mais mettant cette fois en œuvre des diodes alternativement bloquées et débloquées.

De même que dans les exemples précédents, la commande des éléments de commutation est réalisée à partir de signaux rectangulaires issus d'un multivibrateur, constitué ici par les transistors T3 et T4.

Le fonctionnement de ce multivibrateur est amélioré grâce à la présence des diodes D2 et D3. Lorsque l'un des transistors est conducteur (T3, par exemple) il décharge le condensateur C3 par l'intermédiaire de la diode D2. Quand ce même transistor se bloque, le courant dans R3 devenant nul,

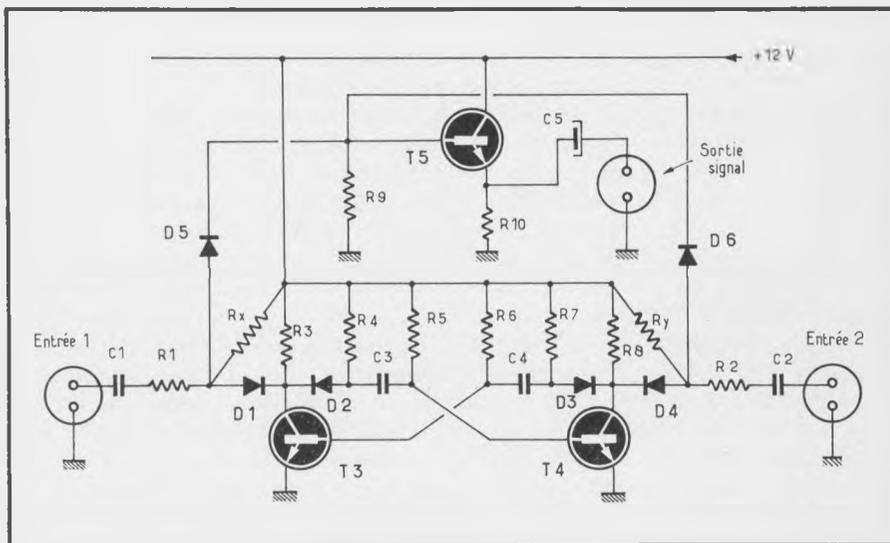


Fig. 12-16. — Dans ce commutateur électronique on fait appel à des diodes alternativement bloquées et débloquées.

la tension sur le collecteur de T3 atteint instantanément celle de la ligne d'alimentation : en conséquence, C1 se chargeant uniquement au travers de R4, ce phénomène est sans effet sur la forme du signal délivré, dont la forme s'approche d'une rectangulaire parfaite.

Les diodes de commutation sont constituées par D5 et D6 ; D1 et D4 sont les diodes de couplage avec le multivibrateur. Lorsque T3 est porté à saturation, la diode D1 est conductrice ; en conséquence la tension au point commun à R1 et D5 étant trop faible pour débloquer D5, le signal appliqué aux bornes de l'entrée 1 ne peut être transmis à la base de T5.

Dans le même temps, T4 étant bloqué, D4 se trouve polarisée en sens inverse ; D6 étant alors conductrice, le signal appliqué aux bornes de l'entrée 2 se trouve acheminé, par son intermédiaire, sur la base de T5. Nous le retrouvons ensuite aux bornes de R10, d'où il gagne l'entrée verticale de l'oscilloscope.

Lors de la période suivante, c'est-à-dire quand le multivibrateur bascule, les phénomènes s'inversent ; par suite la diode D6 se bloque tandis que D5 devient conductrice : c'est alors au tour du signal appliqué à l'entrée 1 de gagner les bornes de sortie du commutateur.

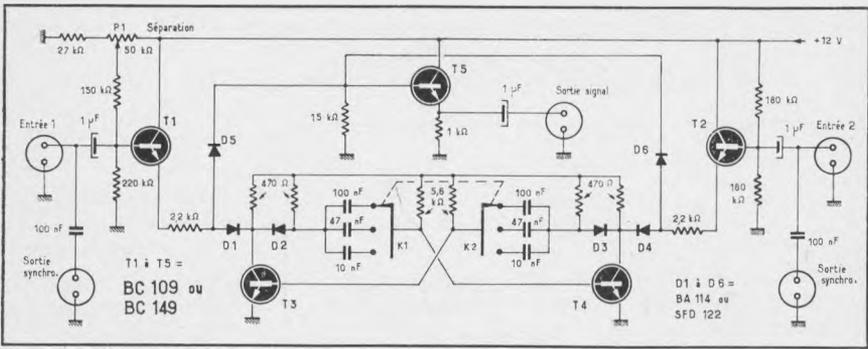


Fig. 12-17. — Commutateur électronique transistorisé mettant en pratique le schéma de la figure 12-16.

La figure 12-17 donne le schéma pratique d'un commutateur électronique dérivé du montage de principe de la figure 12-16. Quelques éléments nouveaux peuvent s'y remarquer : ce sont notamment les transistors T1 et T2, montés en emitter-followers, grâce auxquels la transmission des signaux à commuter est considérablement améliorée.

On remarquera que la polarisation de base de T2 est fixe, tandis que celle de T1 peut être ajustée au moyen du potentiomètre P1 : c'est de cette façon qu'est réalisée la séparation ou, au contraire, la mise en coincidence de deux traces obtenues sur l'écran de l'oscilloscope.

Grâce aux contacteurs K1 et K2, il est possible de modifier la fréquence de fonctionnement du multivibrateur T3-T4 et de l'ajuster en fonction de la fréquence des signaux examinés.

Dernière précision : la bande passante des circuits du commutateur étant relativement large (3 à 4 MHz), on pourra donc l'utiliser pour transmettre des signaux à fréquence élevée, d'autant que la liaison vers l'oscilloscope se faisant à basse impédance, grâce à T5, les effets des capacités parasites ne sont pas à craindre.

COMMUTATEUR A BISTABLE

Nous terminerons ce rapide tour d'horizon des commutateurs électroniques transistorisés par la description d'un montage dont le synoptique est donné figure 12-18 et le schéma pratique figure 12-19. Nettement plus évolué que les précédents, ce commutateur utilise un multivibrateur, servant à déclencher un bistable, dont les créneaux viennent agir sur un étage de commutation, comportant deux transistors, alternativement portés au cut-off et à saturation.

Le multivibrateur, du type à couplage par les émetteurs, comprend les transistors T9 et T10. Sa fréquence de fonctionnement peut être ajustée de 70 à 350 Hz et de 350 Hz à 15 kHz par le jeu du commutateur S1 et par action du potentiomètre P2. Le multivibrateur peut être synchronisé à l'aide de signaux externes, appliqués sur la base de T10.

Les signaux rectangulaires issus de ce multivibrateur, signaux qui sont prélevés sur le collecteur de T10 sont ensuite transmis à T11, fonction-

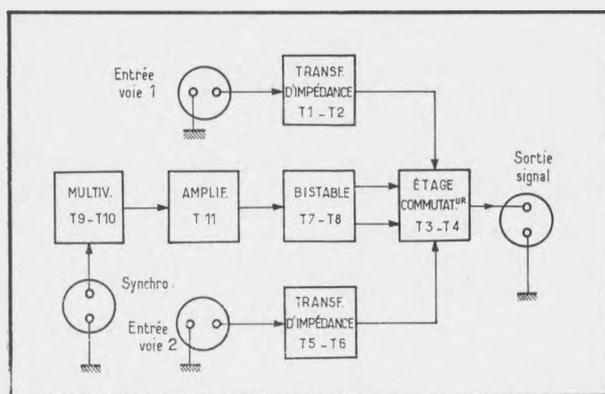


Fig. 12-18. — Synoptique du commutateur électronique de la figure 12-19.

nant en amplificateur, d'où ils gagnent le bistable de commande du commutateur constitué par T7 et T8.

Déclenché à partir des impulsions négatives transmises par T11, le bistable donne naissance à des signaux rectangulaires, déphasés de 180°, qui sont appliqués sur les bases des transistors commutateurs T3 et T4.

Supposons, qu'à un instant, T7 soit porté à saturation : lorsqu'il en est ainsi, la tension sur son collecteur ainsi que celle sur la base de T3 est nulle. Dans ces conditions la diode D1, en série entre la base de T3 et l'émetteur de T2, étant polarisée en inverse, est bloquée et les signaux disponibles sur l'émetteur ne peuvent gagner T3. Inversement, T8 étant bloqué, une tension positive pratiquement égale à celle de la ligne d'alimentation est présente sur son collecteur ; la diode D2 étant de ce fait polarisée dans le sens direct (donc conductrice), le signal délivré par T5

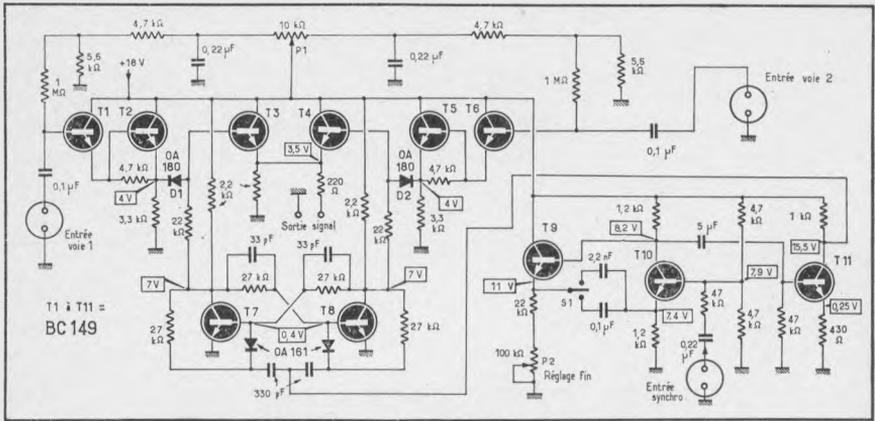


Fig. 12-19. — Relativement perfectionné, ce commutateur électronique met en œuvre un bistable de commande.

— c'est-à-dire celui appliqué à l'entrée de la voie 2 — peut alors gagner la sortie *via* le transistor T4.

Lors du basculement de l'ensemble T3-T4, ces phénomènes s'inversant, c'est au tour du signal appliqué à la voie 1 de gagner les bornes de sortie du montage, tandis que la voie 2 se bloque.

Les couplages inter-étages étant du type à courant continu, cette particularité est mise à profit pour jouer sur le positionnement relatif des courbes apparaissant sur l'écran de l'oscilloscope. Cela est réalisé au moyen du potentiomètre P1, permettant de faire varier en sens inverse les tensions continues de polarisation appliquées aux bases des transistors T1 et T6.

CHAPITRE XIII.

LES COMMUTATEURS AUTOMATIQUES

Dernier de la série, ce chapitre aborde l'étude des commutateurs électroniques automatiques, lesquels constituent l'une des plus intéressantes solutions au problème de l'observation simultanée de deux — ou plusieurs — phénomènes sur l'écran d'un oscilloscope, car ils ignorent pratiquement les servitudes habituelles aux commutateurs électroniques classiques.

En effet, lorsque l'on fait appel à leurs services, point n'est besoin de retoucher constamment la fréquence de commutation en fonction de celle des signaux observés ; par ailleurs, les phénomènes tels que l'illumination de l'espace intertraces ou le découpage en « pointillé » des courbes leur étant étrangers, on conçoit que leur usage rende l'emploi de l'oscilloscope avec lequel ils sont utilisés pratiquement aussi agréable que s'il s'agissait d'un modèle à deux faisceaux.

LES DIFFÉRENTS ASPECTS DU PROBLÈME.

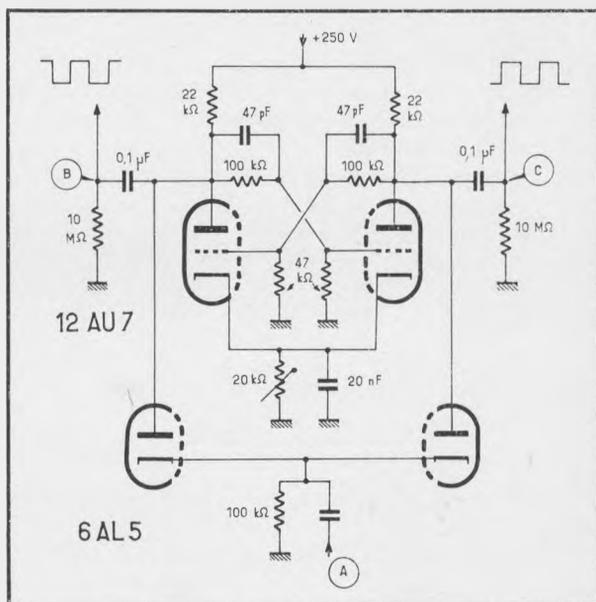
Nous avons vu, au chapitre précédent, que la fréquence de commutation devait, dans une certaine mesure, tenir compte de la fréquence des signaux à observer et être choisie de telle sorte qu'elle ne soit pas un multiple exact de celle des phénomènes examinés.

Par ailleurs, l'expérience montre que l'on a intérêt, lorsque l'on observe des signaux à basse fréquence, à prendre une fréquence de commutation élevée, et *vice versa*.

Dans le premier cas, les traces se composent alors d'une multitude de petits segments que l'on peut du reste rendre visibles en synchronisant la base de temps, non pas sur l'un des signaux, mais sur le multivibrateur du commutateur électronique.

Dans le second cas, une sorte de rideau lumineux apparaît entre les deux courbes, rideau dû aux nombreux va-et-vient du spot, et d'autant plus marqué que la fréquence de commutation est élevée.

Fig. 13-1. — Bascule du type Eccles-Jordan, équipée de tubes électroniques, utilisée dans les commutateurs automatiques.



Ce sont là, reconnaissons-le, des inconvénients mineurs mais que, fort heureusement, il est possible d'éliminer d'une manière relativement simple.

Pour cela il suffit, en effet, de choisir une fréquence de commutation égale à la moitié de la fréquence de balayage. Dans ces conditions, le spot décrivant la première courbe pendant un aller du balayage, puis la seconde courbe pendant le balayage suivant, les discontinuités du tracé se trouvent supprimées, tandis que, par ailleurs, on constate la disparition du rideau lumineux.

Très intéressante, cette méthode présente néanmoins quelques inconvénients. C'est ainsi que les signaux examinés n'étant analysés par le spot qu'une fois sur deux, tous les phénomènes se produisant pendant cet intervalle échappent à l'observateur. D'autre part, les phases relatives des signaux visualisés pouvant être affectées par un excès de synchronisation, il convient de se montrer prudent quant à l'interprétation des courbes examinées.

Cela précisé, voyons maintenant comment, en pratique, on parvient à obtenir automatiquement une fréquence de commutation égale à la moitié de celle des signaux de balayage.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

Dans les commutateurs électroniques automatiques, l'élément de base est un circuit diviseur par deux, autrement dit un bistable du type *Eccles Jordan*, grâce auquel le rapport idéal (fréquence de commutation/fréquence de balayage) peut être obtenu en toutes circonstances, sans aucune intervention de l'utilisateur.

Pour mémoire, nous donnons figures 13-1 et 13-2 les schémas de principe de deux bascules de ce genre, l'une équipée de tubes électroniques, l'autre de transistors *n-p-n* et fournissant en sortie (points B et C) des signaux rectangulaires de fréquence moitié des impulsions de déclenchement appliquées en A.

Caractérisés par deux états stables, ces montages sont déclenchés par des impulsions de polarité négative. C'est ainsi qu'une première impulsion appliquée au point A provoque un basculement brusque du circuit ; une seconde impulsion ramène le montage à l'état initial. De ce fait, on obtient une démultiplication de fréquence par 2, ce qu'illustre l'oscillogramme de la figure 13-3.

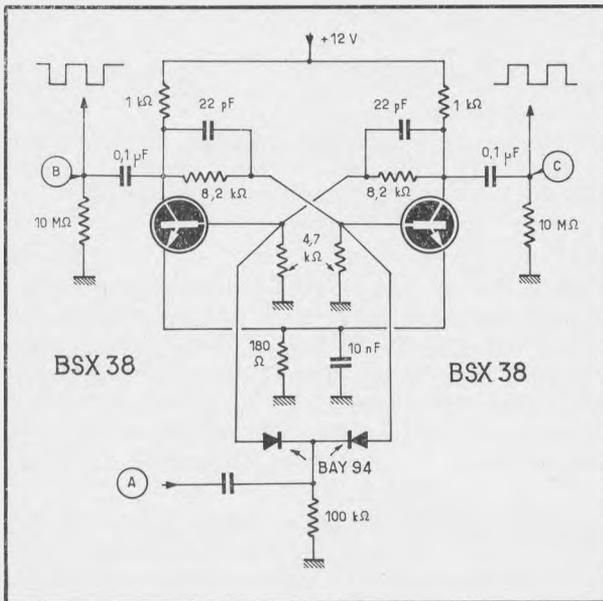


Fig. 13-2. — Eccles-Jordan à grande vitesse de commutation ne mettant en œuvre que transistors *n-p-n*.

En sortie de ces bascules (points B et C), on recueille des signaux rectangulaires de polarité opposée (fig. 13-4), signaux qui seront en fait mis à profit pour bloquer et débloquer alternativement les deux voies d'amplification, tout comme dans le cas des commutateurs électroniques classiques.

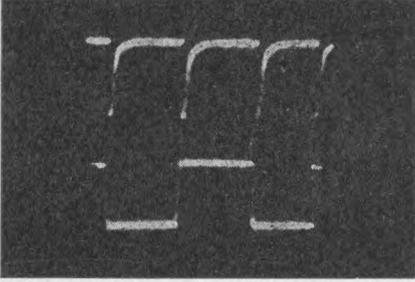


Fig. 13-3 (à gauche). — En haut, signaux de déclenchement ; en bas, créneaux fournis par un Eccles-Jordan.

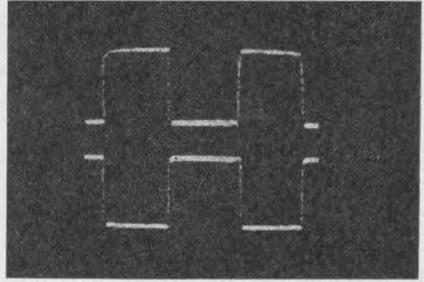
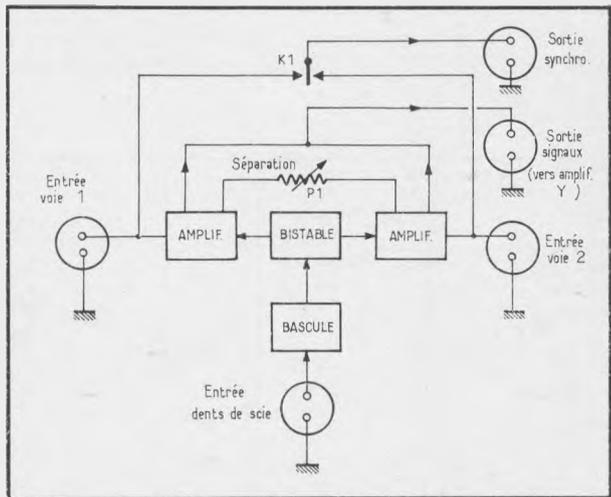


Fig. 13-4 (à droite). — Les créneaux délivrés aux sorties d'un Eccles-Jordan sont de polarité opposée.

Compte tenu de ce que nous venons de voir, un commutateur automatique n'est donc théoriquement pas très complexe. Ses circuits de base doivent toutefois être complétés par un étage conformateur, placé entre l'arrivée des dents de scie en provenance de l'oscilloscope et l'entrée du bistable (fig. 13-5).

Certes, il est possible de déclencher directement le bistable à partir des dents de scie préalablement différenciées. Cependant, il ne faut pas

Fig. 13-5. — Synoptique d'un commutateur électronique automatique.



oublier que les impulsions nécessaires au déclenchement d'un *Eccles-Jordan* doivent satisfaire à certaines exigences relatives à la pente du front d'onde et à son amplitude.

Si ces conditions ne sont pas remplies, l'*Eccles-Jordan* ne déclenche pas correctement, ce qui se traduit par un certain nombre d'anomalies. Pour les éviter, la forme et l'amplitude des impulsions doivent être parfaitement définies et aussi constantes que possible ; on y parvient en faisant appel à un étage conformateur, qui n'est autre qu'une *bascule de Schmitt*, associé à un circuit différentiateur et à un écrêteur à diodes, chargé de ne conserver que les impulsions de polarité requise pour le déclenchement du montage.

Les schémas de la figure 13-6 donnent une idée pratique des circuits utilisés, selon que l'on fait appel à la technique des tubes électroniques (a), ou à celle des semi-conducteurs (b) pour réaliser la bascule de l'étage conformateur.

COMMUTATEUR « PREMIÈRE VERSION ».

Ayant ainsi « dégrossi » le problème, il nous reste maintenant à aborder l'étude de quelques montages, dont le premier est reproduit figure 13-7.

Les amplificateurs de voies (V1 et V2) sont constitués par des 6 BA 6 à charge d'anode commune. Ces deux tubes sont commandés sur leurs supresseurs à partir de signaux rectangulaires représentés en E et F, figure 13-8, signaux recueillis sur les anodes de V3 et V4 constituant l'*Eccles-Jordan* de commutation.

Précisons que la séparation des traces est obtenue en modifiant en sens inverse les tensions d'écrans de V1 et V2 (potentiomètre P3).

A signaler la présence d'un étage amplificateur-inverseur (V5), placé à la sortie de V1 et V2 et permettant d'appliquer à l'entrée de l'oscillos-

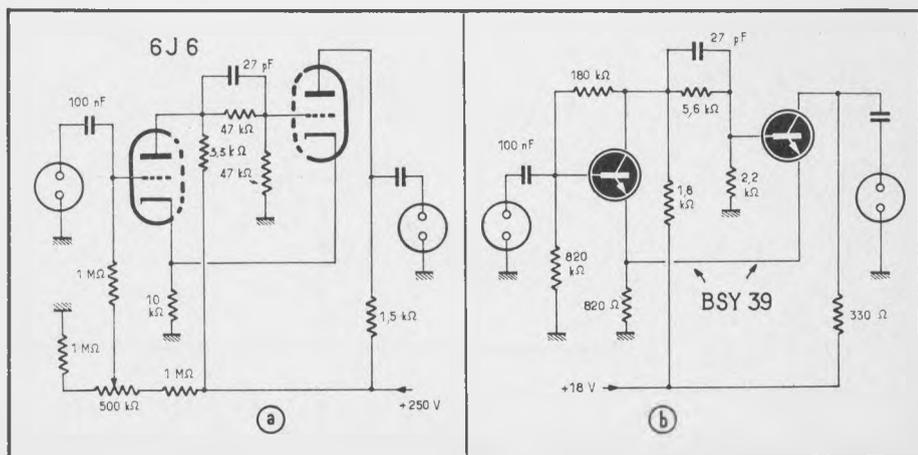


Fig. 13-6. — Schémas de bascules de Schmitt à tubes (a) et à semi-conducteurs (b) utilisées pour la mise en forme des signaux de déclenchement d'un *Eccles-Jordan*.

cope de contrôle des signaux de même phase que ceux prélevés par les sondes de voies.

Celles-ci utilisent des triodes à charge cathodique, permettant de disposer à la fois d'une forte impédance d'entrée et d'une faible impédance de sortie.

Aucun atténuateur n'a été prévu devant les étages à charge cathodique, ces derniers admettant sans écrêtage visible des signaux de 60 V *eff*, ce qui suffit en pratique pour la majorité des mesures.

L'impédance de sortie de ces étages étant très faible, la commande progressive de l'atténuation est effectuée à l'aide de simples potentiomètres (P1-P2), dispensant de l'emploi d'atténuateurs compensés en fréquence.

Indiquons encore qu'un étage de couplage à basse impédance (V6) est prévu entre la sortie de l'étage amplificateur-inverseur et les bornes de liaison à l'oscilloscope, ce qui permet de véhiculer, sur une certaine distance, les signaux en provenance du commutateur, sans trop risquer l'atténuation des fréquences élevées.

Quant aux signaux de synchronisation destinés à l'oscilloscope, ils sont prélevés, par le jeu d'un sélecteur, sur l'une ou l'autre des sorties des étages cathodiques au moyen du contacteur K1.

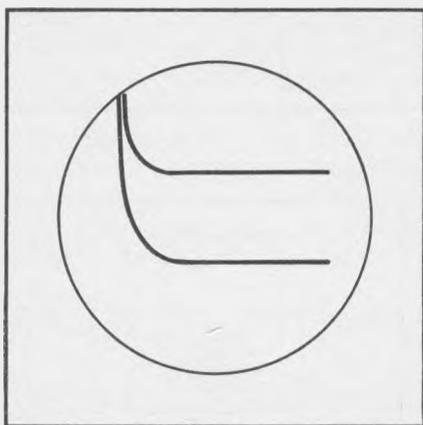


Fig. 13-9. — Aux fréquences supérieures à 150 kHz, les traces lumineuses observées sur l'écran de l'oscilloscope s'infléchissent sur la gauche.

Ces tensions sont proportionnelles à l'amplitude du signal observé et indépendantes du réglage de gain des voies, ce qui évite d'avoir à retoucher la commande de synchronisation de l'oscilloscope en fonction de l'ajustage du gain des voies.

VERS LE COMMUTATEUR IDÉAL.

Tel que nous venons de le décrire, le commutateur automatique de la figure 13-7 fonctionne parfaitement jusqu'à environ 150 kHz.

Passée cette fréquence, les deux traces lumineuses observées s'infléchissent sur la gauche de l'écran (fig. 13-9) et ce d'autant plus que la vitesse de balayage devient grande.

Semblable phénomène, précisons-le, est dû à la saturation, par les transitoires de commutation, des amplificateurs de voies (V_1 et V_2 , de la figure 13-7).

En effet, malgré les précautions prises, les signaux rectangulaires appliqués aux deux supprimeurs ne sont pas absolument complémentaires. De ce fait, au moment des basculements, il existe forcément des périodes très courtes (une fraction de microseconde) où les deux tubes de commande sont bloqués ou débloqués simultanément.

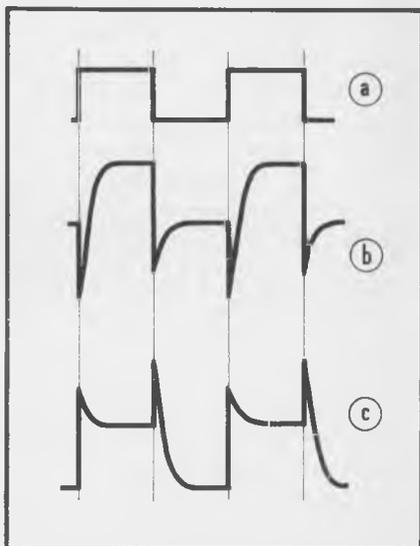


Fig. 13-10. — Les créneaux de commande (a) prennent les formes représentées en (b) et (c) aux instants de déblocage et de blocage simultanés des amplificateurs.

Ainsi, lorsqu'on applique sur les deux entrées du commutateur deux tensions continues inégales, on obtient un signal de sortie dont l'aspect au lieu d'être celui de la figure 13-10 a est celui de la figure 13-10 b ou 13-10 c, le premier correspondant au déblocage et le second au blocage simultané des deux tubes.

L'examen oscilloscopique permet du reste de contrôler les pointes apparaissant au moment des basculements, et dont l'amplitude est importante. Comme elles se produisent à la fin de chaque balayage, on pourrait croire qu'elles sont sans importance ; mais ce serait ignorer une propriété à la fois désagréable et fort répandue des amplificateurs à liaisons par condensateurs : la saturation.

Dans de tels amplificateurs, la saturation est un phénomène relativement courant ; pratiquement, elle se produit à chaque fois qu'un signal parasite porte brusquement la grille d'un étage à un potentiel positif, donnant ainsi naissance à un courant grille, chargeant le condensateur de liaison.

Étant donné que ce dernier met un certain temps à se décharger, il en résulte une sorte de « traînage » à la fin des deux balayages dont nous avons vu l'illustration à la figure 13-9.

L'un des remèdes envisagés consiste à utiliser, à la suite des amplificateurs commandés du commutateur, des étages amplificateurs à liaisons directes.

Bien que se traduisant par une nette amélioration des résultats, ce procédé ne saurait soutenir la comparaison avec la solution proposée ci-après et qui semble très proche de la perfection.

Comme on peut le constater, en se reportant au schéma synoptique de la figure 13-11, la transformation du montage de base est peu complexe, puisqu'elle ne nécessite que l'emploi de deux tubes supplémentaires.

Ici, les tubes V1 et V2 constituent un amplificateur symétrique, auto-déphaseur, à couplage cathodique ; il en est de même pour V3 et V4. Examinons maintenant ce qui se passe lorsque l'on applique, par exemple, les signaux E1 et E2 aux entrées correspondantes du commutateur.

Etant donné que les signaux E1 et E2 sont injectés à l'entrée de chacune des voies, on les retrouve amplifiés, et en *opposition de phase* (E1A-E1 B et E2 A-E2 B) aux bornes des résistances de charge R1 et R2. Ce qui, soit dit en passant, permet d'envisager l'attaque directe d'un amplificateur d'oscilloscope à entrée différentielle.

Considérons maintenant les signaux de commutation (D et E) issus de l'*Eccles-Jordan* et appliqués aux supprimeurs de V1-V2 et V3-V4.

De même que E1 et E2, nous les retrouvons aux bornes des résistances R1 et R2, agrémentés il est vrai des transitoires de commutation dus à la saturation de V1 et V3 : soit A1 et A2 ces signaux, correspondant au déblocage de V1 et V2.

Cependant, et c'est là l'important, ces signaux parasites apparaissent en *concordance de phase* aux bornes de sortie du montage (S1 et S2). En

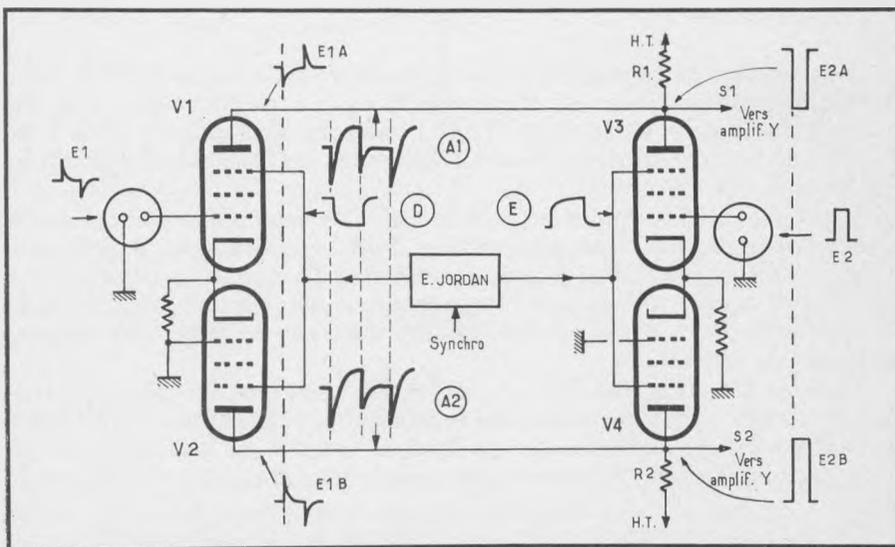


Fig. 13-11. — Synoptique d'un commutateur électronique automatique à symétrie totale.

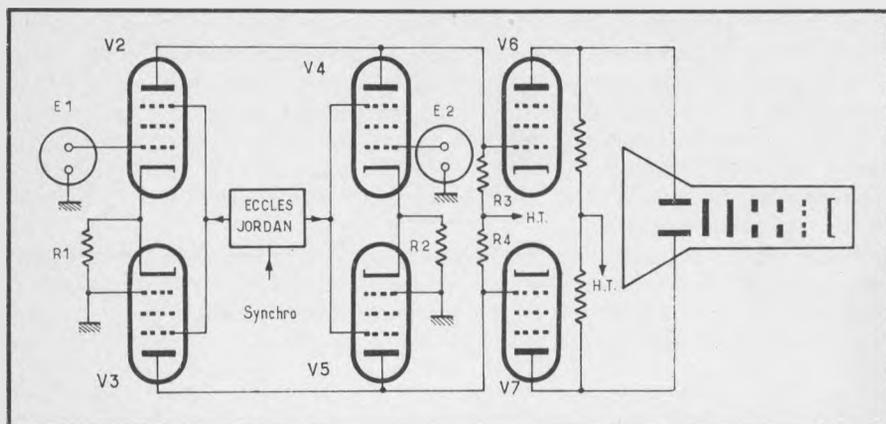


Fig. 13-12. — Schéma de principe du commutateur automatique « seconde version ».

conséquence, si on les applique aux bornes d'entrée d'un amplificateur symétrique, leurs effets se neutralisent en quelque sorte, ils ne risquent donc plus de perturber les deux traces visualisées sur l'écran de l'oscilloscope de contrôle.

COMMUTATEUR « SECONDE VERSION ».

Mettant en application ce principe, le commutateur automatique que nous allons maintenant examiner est, en fait, destiné à prendre la place de l'amplificateur vertical d'un oscilloscope. Son schéma de principe est donné par la figure 13-12, mettant en évidence les liaisons à couplages directs et précisant la manière dont sont attaqués les supprimeurs des amplificateurs de voies.

Ces derniers, du type symétrique, sont équipés de pentodes ; V2 et V3 constituent l'ensemble amplificateur de la voie 1 ; V4 et V5 sont utilisés sur la voie 2.

Dans les deux cas, nous avons affaire à un ensemble à déphasage par résistance commune de cathode (R1 pour V2-V3 et R2 pour V4-V5).

Les signaux appliqués à l'entrée des voies E1 et E2 se retrouvent amplifiés et en opposition de phase aux bornes des résistances de charge R3 et R4, d'où ils gagnent ensuite directement les grilles de l'étage push-pull de sortie (V6 et V7).

Quant aux signaux de commutation provenant de l'*Eccles-Jordan*, étant appliqués simultanément aux supprimeurs de V2-V3 et V4-V5, ils se retrouvent en concordance de phase aux bornes des résistances R3 et R4. Dans ces conditions, les transitoires de commutation qui les accompagnent étant transmis de la même manière à l'amplificateur symétrique V6-V7, ces signaux parasites ne sont donc pas amplifiés.

Avec un montage de ce genre, le problème de la séparation des traces se pose différemment de ce que nous avons pu voir jusqu'à présent. Ici, en

effet, si on s'arrangeait pour abaisser classiquement la tension d'écran de V2 et augmenter celle de V4, le courant moyen d'anode de ces tubes demeurant le même, les traces observées ne bougeraient pas.

En pratique, on est donc obligé de croiser les connexions d'écrans, comme représenté sur le schéma de la figure 13-13. De la sorte, en manœuvrant le potentiomètre P1, les tensions d'écrans de V2-V3 et de V4-V5 variant bien en sens inverse, une trace monte tandis que l'autre descend et réciproquement.

Seule ombre au tableau : un découplage énergétique des écrans étant indispensable pour éviter une intermodulation des signaux appliqués à chaque voie, il en résulte un léger déphasage entre la manœuvre du potentiomètre P1 et le déplacement effectif des deux traces.

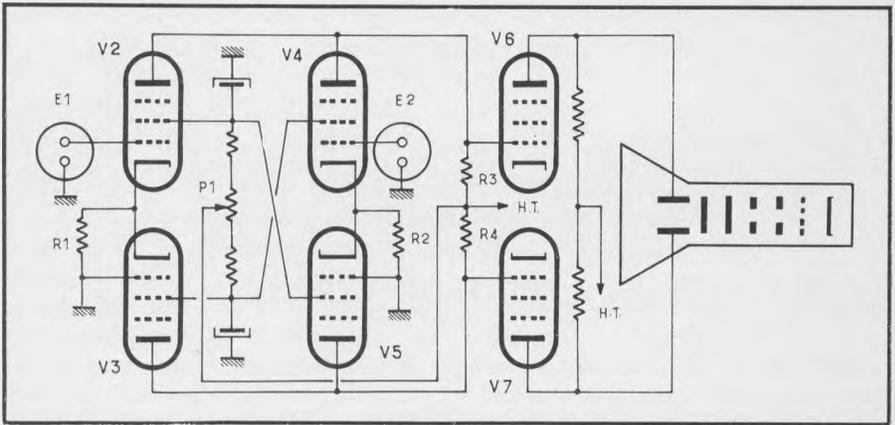


Fig. 13-13. — Afin de pouvoir séparer les traces, il est nécessaire de croiser les connexions d'écrans.

Reste le problème des couplages directs ; déjà délicats à réaliser dans un oscilloscope classique, ceux-ci le sont encore davantage dans le cas d'un oscilloscope double trace. En effet, les tensions nécessaires à la séparation des traces venant s'ajouter à celles requises par le cadrage vertical, les amplificateurs doivent être calculés de manière que le point de fonctionnement de leurs différents étages ne sorte jamais de la partie linéaire des caractéristiques, faute de quoi des « tassements » intempestifs pourraient être observés.

En fait, la grande difficulté, dans les amplificateurs de ce genre, consiste à maintenir aussi constante que possible la différence de potentiel existant entre la cathode et la grille des tubes de sortie, laquelle détermine la polarisation de l'étage.

Une solution, heureusement fort simple, existe qui permet de se sortir de cette difficulté. Elle consiste à alimenter les anodes des tubes préamplificateurs à partir des cathodes des tubes de sortie.

Ainsi, même dans le cas le plus défavorable, est-on certain de disposer à tout instant, sur les grilles des tubes de sortie, de tensions inférieures à

celles existant sur leurs cathodes, étant donné la chute de tension créée dans les résistances de charge des étages préamplificateurs.

On aboutit ainsi au schéma de la figure 13-14, dans lequel les résistances d'anodes (R_3 et R_4) communes aux tubes V_2 - V_4 et V_3 - V_5 sont reliées à l'extrémité supérieure de la résistance de cathode (R_5) de l'étage de sortie (V_6 - V_7).

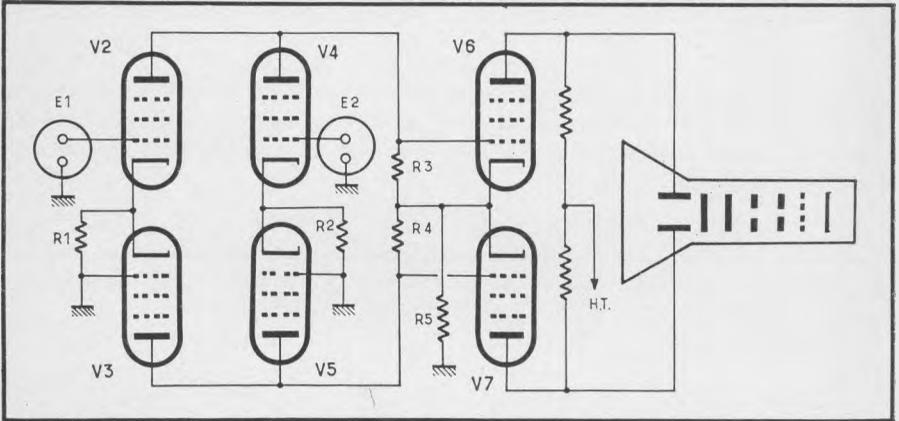


Fig. 13-14. — L'alimentation des étages commutateurs s'effectue à partir du circuit de cathode du push-pull final.

Notons que la consommation des étages préamplificateurs doit être faible par rapport à celle de l'étage de sortie à partir duquel ils sont alimentés. D'autre part, la tension de cathode de ce dernier doit être, au minimum, égale à 100 V, ce qui oblige à utiliser des tubes de puissance capables de fonctionner en régime sous-alimenté, leur tension réelle d'anode ne pouvant guère dépasser une centaine de volts.

On en arrive ainsi au schéma de la figure 13-15, où l'on reconnaît en V_2 - V_3 les deux tubes affectés à la voie 1 et en V_4 - V_5 ceux utilisés par la voie 2 ; V_6 et V_7 équipent l'étage de sortie : il s'agit de 6 AQ 5, utilisés avec une résistance de cathode de valeur élevée ($5\text{ k}\Omega$) aux bornes de laquelle est recueillie la H. T. destinée à l'alimentation des tubes V_2 à V_5 . A noter que le cadrage vertical est réalisé au moyen du potentiomètre P_2 , permettant de modifier la répartition des courants d'anodes de V_6 et V_7 .

Le tube V_1 est, quant à lui, utilisé pour transmettre à basse impédance, vers les circuits de la base de temps, les signaux de synchronisation prélevés par le jeu de K_1 sur l'une ou l'autre des deux entrées.

Pour le reste, c'est-à-dire les circuits d'asservissement automatique et de commutation, il est fait appel aux tubes V_8 et V_{11} . C'est ainsi que l'on trouve tout d'abord une *bascule de Schmitt* ($V_8 a$ - $V_8 b$) attaquée à partir des signaux en dents de scie issus de la base de temps.

fonctionnement — de ceux utilisés dans les montages des figures 13-7 et 13-15, les tubes électroniques ayant cédé le pas à des transistors *n-p-n*.

Ainsi, nous trouvons tout d'abord un étage de mise en forme, constitué par une *bascule de Schmitt* comprenant les transistors T1 et T2 ; c'est sur la base de T1 que sont appliquées les dents de scie de déclenchement, en provenance de la base de temps de l'oscilloscope utilisé en liaison avec le commutateur.

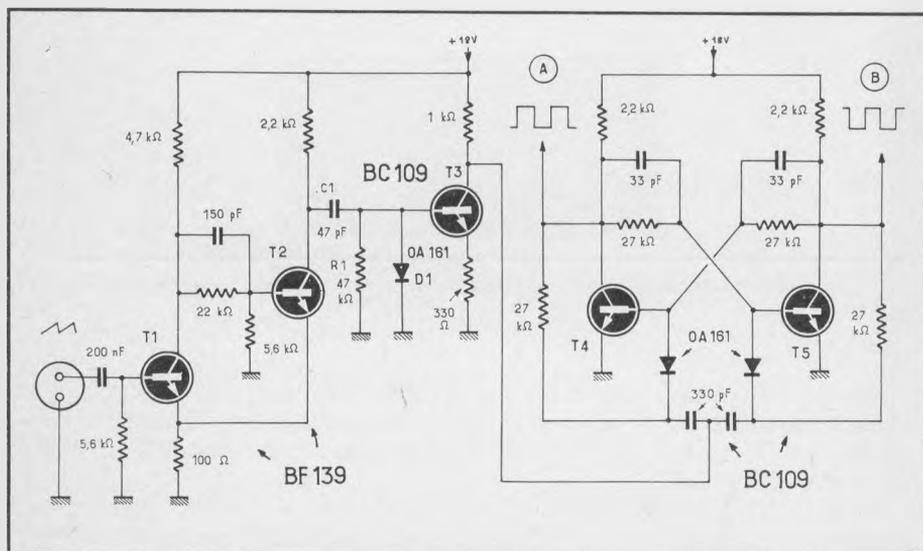


Fig. 13-16. — Circuits de déclenchement et bascule de commande du commutateur automatique transistorisé.

Recueillis sur le collecteur de T2, les signaux rectangulaires — de même fréquence que les dents de scie de déclenchement — engendrés par la bascule, sont ensuite différenciés par l'ensemble C1-R1.

Ils donnent naissance à des impulsions fines, de polarité double, dont les pointes positives sont éliminées au moyen de la diode D1. Dans ces conditions, on recueille, sur la base de T3, des impulsions de polarité négative qui, après inversion de phase et amplification au niveau de T3, sont mises à profit pour déclencher le bistable T4-T5.

C'est sur les collecteurs de ces derniers que sont prélevés les signaux rectangulaires de commande — représentés en A et B — de fréquence moitié de celle des dents de scie, signaux mis à profit pour bloquer et débloquer alternativement les transistors T8 et T9 (fig. 13-17).

Supposons tout d'abord que la tension de collecteur de T4 soit nulle et celle de T5 positive. Dans ces conditions, la tension appliquée sur la base du transistor T8 étant nulle également, la diode D2 — reliant la base de T8 à l'émetteur de T7 — se trouvant polarisée en inverse, la transmission des signaux en provenance de la voie 1 est alors bloquée.

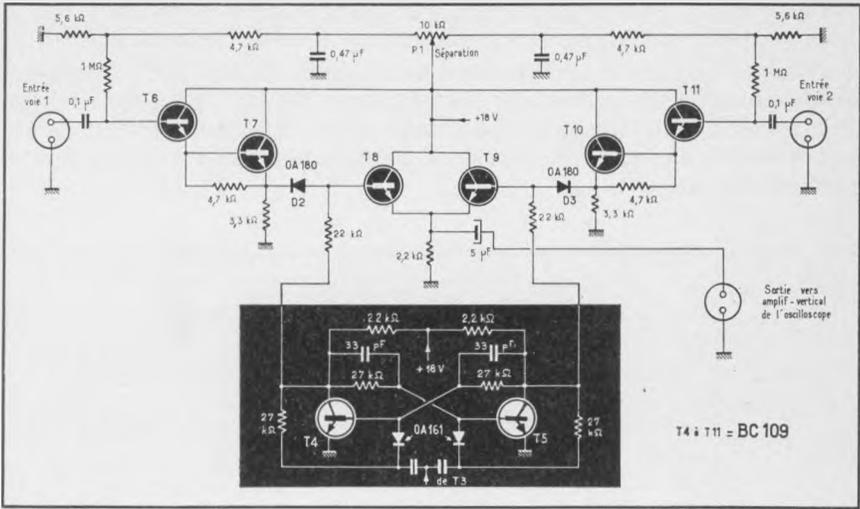


Fig. 13-17. — Classiques de conception, les circuits du commutateur automatique sont utilisés en liaison avec ceux de la figure 13-16.

Par contre, dans le même temps, la diode D3 étant polarisée en direct — donc conductrice — rien ne s'oppose au passage des signaux en provenance de la voie 2, qui gagnent alors la sortie du commutateur *via* le transistor T9.

Lors du basculement de T4-T5, les phénomènes s'inversent, c'est au tour des signaux de la voie 1 d'être transmis par le commutateur, tandis que ceux émanant de la voie 2 se trouvent, à leur tour bloqués.

Notons encore que, par l'intermédiaire du potentiomètre P1, il est possible de modifier en sens inverse les tensions continues appliquées sur les bases de T6 et T11, donc de déplacer verticalement les deux traces lumineuses observées sur l'écran. Quant aux transistors T6-T7 et T10-T11, ils constituent des étages adaptateurs d'impédances, placés entre les bornes d'entrée des voies et les transistors commandés correspondants (T8 et T9).

Afin de simplifier le schéma, nous n'avons pas reproduit les atténuateurs d'entrée qu'il convient de placer devant chacune des deux voies.

On pourra, à ce propos, se reporter au chapitre VII, où l'on trouvera un certain nombre de schémas pouvant convenir. Le choix sera en fait guidé par l'usage auquel on destine le commutateur de la figure 13-17.

Si une atténuation par bonds est seule souhaitée, on s'inspirera des schémas de la figure 7-4. Par contre si l'on désire procéder à des mesures précises on aura intérêt à choisir un schéma similaire à celui de la figure 7-7; disposant alors d'un atténuateur dûment calibré, il sera possible de procéder à des lectures directes de la hauteur des signaux observés sur l'écran de l'oscilloscope à condition, bien entendu, de tenir compte de l'éventuel facteur d'atténuation apporté par les circuits de l'amplificateur vertical.

TABLE DES MATIÈRES

Introduction	5
---------------------------	----------

PREMIÈRE PARTIE. — LES BASES DE TEMPS.

I. — Les bases de temps relaxées	8
— Montages à multivibrateur	8
— Le problème de la synchronisation	17
II. — Les bases de temps déclenchées	23
— Les circuits de sélection	24
— Les circuits de balayage	30
— Montage plus évolué	34
III. — Montages transistorisés	43
— La bascule de Schmitt	43
— Etage inverseur de polarité	46
— Générateurs de signaux de balayage	50
IV. — Montages pratiques	56
— Montage A	57
— Montage B	63
— Montage C	69
— Montage D	74

DEUXIÈME PARTIE. — L'AMPLIFICATEUR HORIZONTAL.

V. — Schémas de principe	82
— Solutions pratiques	82
— Couplages directs	86
— Dosage des signaux	88
— Diviseurs de tension	90

VI. — Circuits à couplages directs	92
— Loupe électronique	95
— Montages à semi-conducteurs	98

TROISIÈME PARTIE. — L'AMPLIFICATEUR VERTICAL.

VII. — Atténuateurs et sondes à faible capacité	106
— Aspect pratique de la question	106
— Compensation en fréquence	107
— Sondes à faible capacité	108
— Les atténuateurs étalonnés	110
VIII. — Conception de l'amplificateur vertical	113
— Calcul simple	116
— Amplificateurs à constantes distribuées	117
— Utilisation des lignes à retard	118
— Le problème des liaisons directes	121
IX. — Montages pratiques à tubes et à transistors	123
— Amplificateurs à tubes	123
— Amplificateurs à transistors	129

QUATRIÈME PARTIE. — LES CIRCUITS AUXILIAIRES.

X. — Les générateurs de T. H. T.	138
— Montages classiques	140
— T. H. T. à doubleur de tension	141
— Alimentations à semi-conducteurs	143
— T. H. T. par oscillateur B. F.	144
XI. — Sondes, calibreurs et dispositif de surbrillance	152
— Les sondes à faible capacité	152
— Sondes à charge cathodique	154
— Sonde détectrice	156
— Les calibreurs d'amplitude	156
— Les calibreurs de temps	162
— Dispositif de surbrillance	170

**CINQUIÈME PARTIE. — LES COMMUTATEURS
ÉLECTRONIQUES.**

XII. — Principe des commutateurs électroniques	176
— Montages à tubes	179
— Montages à transistors	182
XIII. — Les commutateurs automatiques	190
— Les différents aspects du problème	190
— Principe de fonctionnement	192
— Commutateur « première version »	194
— Vers le commutateur idéal	196
— Commutateur « seconde version »	199
— Commutateur automatique transistorisé	202

ACHEVÉ D'IMPRIMER
SUR LES PRESSES DE
L'IMPRIMERIE JOUVE
EN MARS MCMLXIX

LES MEILLEURS LIVRES D'ÉLECTRONIQUE

(EXTRAITS DU CATALOGUE)

- AMPLIFICATEUR MAGNETIQUE ET THYRATRON AU SILICIUM DANS L'INDUSTRIE**, par **L. Nosbom**. — Théorie de l'amplification magnétique; amplificateur autosaturé thyatron au silicium; commande des thyratrons au silicium par amplificateurs magnétiques.
184 pages, format 16-24 **30,90 F**
- APPAREILS ELECTRONIQUES A TRANSISTORS**, par **H. Schreiber**. — Terminologie des semi-conducteurs. Conception et réalisation pratique d'appareils de mesure, amplificateurs récepteurs et dispositifs électroniques.
388 pages, format 16-24 **40,20 F**
- CIRCUITS DE LOGIQUE**, par **R. Damays**. — Circuits élémentaires de logique; notions de comptage électronique; réalisation des circuits de logique; algèbre logique.
372 pages, format 16-24 **49,40 F**
- CIRCUITS ELECTRONIQUES A TRANSISTORS**, par **J.-P. Ehmichen**. — La solution de tous les problèmes électroniques. Etude des signaux: production, transformation, mesure et utilisation.
288 pages, format 16-24 **27,80 F**
- GUIDE MONDIAL DES TRANSISTORS**, par **H. Schreiber**. — Toutes les caractéristiques présentées d'une manière homogène: types de remplacement; tableaux par fonctions quatrième édition.
144 pages, format 13-21 **17,00 F**
- LABORATOIRE D'ELECTRONIQUE**, par **A. Haas**. — Equipement et installation; sources d'alimentation; indicateurs galvanométriques; oscilloscopes et enregistreurs: étalons et étalonnage.
248 pages, format 16-24 **24,70 F**
- MAGNETOPHONE ET SES UTILISATIONS (LE)**, par **R. Deschepper** et **Ch. Darteville**. — Cet ouvrage est destiné aux utilisateurs du magnétophone désireux de tirer le meilleur parti de leur appareil.
84 pages, format 16-24 **9,30 F**
- MESURES ELECTRONIQUES**, par **A. Haas**. — Notions de métrologie, mesures des grandeurs électriques, mesures des composants passifs et actifs, mesures des amplificateurs, sources de courant stabilisées.
264 pages, format 16-24 **27,80 F**
- L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL**, par **A. Haas**. — Méthodes de mesures et interprétation de plus de 300 oscillogrammes relevés par l'auteur.
224 pages, format 16-24 **21,60 F**
- PRINCIPES ET APPLICATIONS DES CIRCUITS INTEGRES LINEAIRES**, par **H. Lilien**. — Une première partie de l'ouvrage est consacrée à la technologie, aux principes et au fonctionnement des C.I.L. Les 100 schémas d'applications de la seconde font de cet ouvrage le « dictionnaire des possibilités » de ces composants.
432 pages, format 16-24 **49,40 F**
- RADIO-TUBES**, par **E. Aisberg**, **L. Gaudillat** et **R. de Schepper**. — Une documentation unique donnant instantanément et sans aucun renvoi toutes les valeurs d'utilisation et culottage de toutes les lampes usuelles. Reliure spéciale avec spirale en matière plastique.
160 pages, format 13-22 **12,40 F**
- RADIO - TV - TRANSISTORS**, par **H. Schreiber**. — D'une conception identique à celle de Radio-Tubes, à celle de Télé-Tubes, cet ouvrage donne instantanément toutes les caractéristiques utiles d'un transistor.
160 pages, format 13-21 **12,40 F**
- REGLAGE ET DEPANNAGE DES TELEVISEURS COULEURS**, par **Ch. Darteville**. — Cet ouvrage illustré de 70 photos en couleurs et de 120 oscillogrammes est destiné à la mise au point et au dépannage des T.V.C. par l'utilisation des mires d'émission ou des mires électroniques.
160 pages, format 24-16 **37,10 F**
- TELE-TUBES**, par **R. Deschepper**. — Une documentation à relier spirale d'une présentation identique, à celle de Radio-Tubes, donnant toutes les caractéristiques des Tubes-Images, Tubes amplificateurs et Bases de temps. Diodes.
176 pages, format 13-21 **13,90 F**
- TRANSISTOR AU LABORATOIRE ET DANS L'INDUSTRIE (LE)**, par **H. Schreiber**. — Alimentations stabilisées, convertisseurs de courant, transistors en impulsion, production et transformation de signaux, amplificateurs de mesure et de commande.
264 pages, format 16-24 **24,70 F**

(Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, PARIS (6^e)

C.C.P. Paris 1164-34

Simple appareil de visualisation, à ses débuts, l'oscilloscope est maintenant un instrument de mesure très évolué. De nombreux circuits annexes ont permis cette mutation.

Ch. Darteville, rédacteur en chef de la revue « Toute l'Electronique », passe en revue, dans ce livre, toutes les formes de ces montages rencontrés dans la pratique, s'étendant largement sur leur fonctionnement, leurs possibilités et leurs utilisations.

Cette étude est menée d'une façon logique, étage par étage. Le lecteur examinera d'abord les bases de temps, puis les amplificateurs horizontaux et verticaux, avant d'étudier les circuits auxiliaires et les commutateurs électroniques.

Cet ouvrage s'adresse tant au technicien averti qu'à l'étudiant en électronique. Il leur permettra d'acquérir une connaissance profonde de l'oscilloscope professionnel et de l'appliquer notamment à la transformation d'un appareil ancien par l'adjonction de montages modernes dont la grande majorité utilise des semi-conducteurs.